存在遮挡和散射时太赫兹网络的覆盖

Kaushlendra Pandey、Aman Pandey、Afaq A. Lone、Harpreet S. Dhillon、Abhishek K. Gup ta

arXiv:2611.33090v1 [cs.IT] 24 Nov 2026

摘要——本文建立了一个分析框架，用于研究一种蜂窝太赫兹网络，并将遮挡物、散射体（SE）、方向性、大气吸收和噪声的影响纳入考量。首先，在考虑遮挡物存在的情况下，我们刻画入射到各散射体上的功率以及散射至用户方向的功率。我们将散射体建模为泊松点过程（PPP），推导了典型用户处由散射体造成的总干扰的拉普拉斯变换（LT）。我们还刻画了由干扰基站造成的总干扰。基于这一框架，我们推导典型用户处的覆盖概率（CP）、平均信号干扰噪声比（SINR）、速率覆盖（RC）和区域频谱效率（ASE），并通过保留散射体之间入射功率相关性的蒙特卡洛仿真对其进行验证。该分析将网络设计归结为由系统参数决定的少数几个量。我们还确定了多个密集化区间，揭示基站密度的两个临界值（转折值），并说明覆盖率与密集化关系曲线的形状及最优密度取值取决于这两个临界密度。通过令平均散射体干扰等于典型小区边缘信号强度，我们确定了一个临界散射体密度，用以标示必须考虑散射影响的部署情形。低于该密度时，散射体干扰对覆盖的影响较小；高于该密度时，覆盖率则会急剧下降。我们表明，该临界密度基本不受基站密度影响。结果表明，在散射体数量较多、环境高度杂乱的部署中，必须考虑其干扰，才能获得准确结果。

I. 引言

5G网络已探索最高达70 GHz的毫米波频段，以支持高速率通信，这得益于毫米波频谱资源丰富以及通信方向性强。尽管如此，虚拟现实与增强现实、超高清视讯会议、3D游戏和医疗设备等应用的兴起[2] ，对未来6G网络提出了更为严格的要求。太赫兹频段，特别是100–300 GHz频谱，是未来网络的一种理想候选频段，可提供Tbps量级的数据速率。尽管潜力巨大，太赫兹频段通信仍面临多种挑战；由于天线尺寸小、通信方向性强且对阻塞高度敏感，这些挑战超出了毫米波通信所面临的范围。首先，太赫兹通信会受到大气吸收的影响，从而降低信号功率随距离呈指数衰减 [2]。此外，与较低频段相比，太赫兹频段的短波长会导致显著的散射 [2]„ 从而产生额外的干扰。这些因素会显著降低太赫兹网络的性能。因此，要理解太赫兹通信在未来应用中的潜力，就必须对太赫兹网络进行全面分析，并考虑所有影响太赫兹传播的因素。

1) 相关工作：已有研究从链路层面考察了太赫兹通信的性能。文献 [2], [3]综述了100 GHz–3 THz频段在6G中的应用场景。文献 [4]–[8], 对太赫兹系统在物理层、链路层和网络层面所面临的挑战进行了较新的综述，文献[9]则讨论了最后一米室内太赫兹接入的性能与实施路线图。文献 [10] 全面综述了太赫兹网络的发展与实施。由于太赫兹天线的孔径较小，需要使用大型阵列来满足链路预算。文献 [11]讨论了子阵列阵列架构及相关的混合波束成形设计。文献 [12]综述了太赫兹收发机和大规模相控阵面临的挑战。从信道建模的角度来看，文献 [13] 刻画了多种传播损耗，包括分子吸收损耗和路径损耗；这些损耗会限制太赫兹频段的覆盖距离 [14]。文献 [15], [16] 建立了多射线和随机太赫兹信道模型。文献 [17]全面综述了太赫兹信道测量与模型，涵盖确定性、随机和混合方法，以及对粗糙表面散射的处理。

与毫米波相比，散射是太赫兹频段的显著特征 [2], [18], [19]。在太赫兹波长下，通常光滑的表面（如普通建筑表面）开始呈现粗糙特性，从而导致相当一部分入射功率偏离镜面方向而发生散射 [2]。虽然上述研究主要关注链路级性能，但网络几何结构、遮挡物、散射和干扰的影响只有通过系统级分析才能得到理解。随机几何（SG）已成为推导无线网络系统级分析的基础方法，这是因为它能够对各种与几何结构相关的因素进行建模[20]。具体而言，它可以通过布尔过程对遮挡物进行建模 [21], ，通过点过程对基站和用户设备（UEs）的位置进行建模[22] ，并对方向性进行建模 [20]。文献 [21], [23]给出了一篇关于毫米波/太赫兹蜂窝系统数学建模的教程，涵盖定向天线、动态阻塞和用户微移动。文献 [24] 描述了干扰和信干噪比的分布

K. Pandey 就职于印度的 CIT Kokrajhar（电子邮箱：kk.pandey@cit.ac.in）。A. Pandey、A. A. Lone 和 A. K. Gupta 就职于印度 IIT Kanpur 208016（电子邮箱：{amanpandey20,afaq,gkrabhi}@iitk.ac.in）。H. S. Dhillon 就职于 Wireless@VT、弗吉尼亚理工大学电子与计算机工程系，美国弗吉尼亚州布莱克斯堡（电子邮箱：hdhillon@vt.edu）。本研究得到高通6G研究资助的支持。本文部分内容发表于 ICC 2023 [1]。

在密集太赫兹网络中，同时考虑了天线方向性和分子吸收的影响。文献[25]计算了太赫兹蜂窝网络的中断概率。然而，这些论文没有纳入遮挡物的影响，也没有考虑散射的作用。文献 [26] 利用随机几何研究了阻塞效应，表明天线方向性和遮挡物有助于降低用户处的平均干扰。然而，该研究没有考虑非视距（NLOS）传播和散射干扰的影响。文献 [27]纳入了非视距传播以及视距（LOS）传播、天线方向性和遮挡物的影响，但未考虑散射效应。同样，在文献 [28], 中，作者利用Talbot技术对干扰的拉普拉斯变换（LT）进行逆变换，以获得相应的概率密度函数（PDF）。文献 [29]–[31] 和 [32]研究了密集太赫兹网络、三维太赫兹网络、共存射频/太赫兹网络和多层太赫兹网络的覆盖。文献 [33]分析了最近视距接入点关联下、存在墙体和人体遮挡物的室内太赫兹网络覆盖，而文献 [34]将其扩展至具有多簇起伏双射线衰落的三维室内布局。文献 [35], 刻画了微移动和阻塞条件下太赫兹链路的遍历中断和容量，但研究层级是链路级而非网络级。此外，所有这些研究均未考虑散射的影响。更进一步，散射体干扰相对于噪声和基站干扰的重要性、其对基站密集化的依赖关系，以及在相关散射条件下的验证，仍有待探索。尽管近年来已有关于太赫兹网络的研究，但目前仍缺乏一个综合框架，能够纳入散射体、遮挡物、方向性和分子吸收的影响，从而妨碍了对这些关键参数之间相互作用如何影响太赫兹网络性能的理解，而这正是本文的研究目标。表I总结了本文工作的贡献，并将其与现有文献进行了对比。

表 I 本文与现有基于随机几何的太赫兹网络分析的比较。

Work	LOS/NLOS 链路	Blockages	Mol. absorp-tion	Ant. side 旁瓣	散射 ring ele- 部分	密集化分析-ysis	性能指标
[24]	×	×	✓	×	×	×	干扰, SINR
[25]	×	×	✓	×	×	×	Mean 干扰 , 中断
[26]	×	✓	✓	×	×	×	Mean 干扰, SINR
[27]	✓	✓	✓	×	×	×	CP
[28]	✓	✓	✓	×	×	×	干扰/信号-至干扰比 (SIR) 密度
[29]	✓	✓	✓	×	×	×	覆盖概率、CP 速率
[30]	✓	✓	✓	×	×	×	多层网络覆盖概率
[31]	✓	✓	✓	×	×	×	三维覆盖概率
[32]	✓	✓	✓	×	×	×	覆盖概率, 速率
[33]	✓	✓	✓	×	×	✓	Mean 干扰, 覆盖概率, 吞吐量
[34]	✓	✓	✓	×	×	✓	三维室内覆盖概率
This work	✓	✓	✓	✓	✓	✓	覆盖概率, 平均信干噪比, CP 速率、面积频谱效率

2) 贡献：本文构建了一个分析框架，用于研究包含遮挡物、散射体、方向性、大气吸收、噪声和基站密集化的蜂窝太赫兹网络。本文的主要贡献如下。

1) 我们构建了一个蜂窝太赫兹网络的分析框架，其中纳入了基站（建模为泊松点过程）、基站干扰、散射体干扰（散射体建模为泊松点过程），以及遮挡物的影响（建模为布尔过程）。我们还考虑了基站和用户设备上的定向天线及其旁瓣辐射。

2) 我们基于吸收分子的布尔–泊松模型，提出了一种推导大气吸收导致的太赫兹路径损耗的替代方法。

3）我们刻画了阻塞条件下入射到散射体（SE）上的功率，以及散射体向用户设备（UE）散射的功率。针对相关入射功率的两种可处理近似——均值近似和独立同分布（IID）近似——我们推导了散射体干扰的拉普拉斯变换（LT），并将其分布式表示。4）我们刻画了干扰基站产生的干扰，推导了覆盖概率（CP）、速率覆盖（RC）和区域频谱效率，并通过辅助变量论证得到了平均信干噪比。5）利用保持相关性的蒙特卡洛仿真，我们验证了分析结果并得出了各种见解。特别是，我们确定了不同的密集化区间。我们强调了基站的两个临界／转折密度，并表明覆盖率与密集化关系曲线的形状以及最优密度取决于这两个临界密度。我们还展示了存在一个临界散射体密度，超过该密度后就必须考虑散射，并表明该密度几乎与基站密度无关。

符号说明：记号 $\mathbf{x}$ 表示一个二维向量，其范数为 $\|\mathbf{x}\| = x$。$\mathbf{b}(\mathbf{x}, r)$表示一个半径为 r、中心为$\mathbf{x}$的球。对于随机变量（RV） X，其概率生成函数（PGF）、累积分布函数（CDF）和概率密度函数（PDF）分别记为 $\mathcal{P}_X(s)$ $F_X(x)$，和 $f_X(x)$。 c 表示光速。对于非负随机变量 X，$\mathbb{E}[X] = \int_0^\infty \mathbb{P}[X > \tau]\,\mathrm{d}\tau$。关键符号汇总于表II。本文将贯穿使用以下两个数学结论（证明见补充材料的附录A [36] ）。

命题1。对于两个函数 $f(\cdot)$和 $b(\cdot)$，有

$$\int_0^\pi f\left(b(x)|\sin(\omega-\Omega)|\right)\mathrm{d}\omega = \int_0^\pi f\left(b(x)\sin t\right)\mathrm{d}t. \quad (1)$$

命题 2。若 ω 是在 0 和 π 之间均匀分布的随机变量，且 $Y = |\sin(\Omega - \omega)|$，则 Y的概率密度函数为 $v(y) = 2/\left(\pi\sqrt{1-y^2}\right)$，其中 $0 \le y \le 1$。

表II 主要符号

符号	描述
Φ_{b}, λ_{b}	基站的泊松点过程及其密度
P_{t}, N_{o}	发射功率、噪声功率
$\Phi_{\kappa,\mathrm{b}}$, $\Phi_{\kappa,\mathrm{s}}$	视距（κ =L）和非视距（κ =N）基站的泊松点过程，以及SEs
κ_f	分子吸收系数
Φ_{s}, λ_{s}	散射体的泊松点过程及其密度
α_{L}, α_{N}	视距和非视距路径损耗指数
$\mathbf{z}$, $\mathbf{x}$, $\mathbf{u}$	基站、散射体和典型用户设备的位置
$\ell_{\kappa,\ \mathrm{u}}(\cdot)$	以用户设备为终点的链路路径损耗
R_{o}	服务距离（最近的视距基站）
$\ell_{\kappa,\mathrm{s}}(\cdot)$	以散射体为终点的链路路径损耗
β	遮挡参数
$\gamma_{\kappa,\mathrm{a}}$	设备 a 的 κ 链路路径损耗系数
κ_l	链路 l, $\kappa_l \in \{\mathrm{L},\ \mathrm{N}\}$ 的状态
S, $h(\cdot)$	散射系数，散射剖面
$g_{\mathrm{q}}(\theta)$	设备 q $\in \{\mathrm{t},\ \mathrm{r}\}$ 的天线方向图
$\psi_{\mathbf{x}}$	朝向用户设备的散射角，位于$\mathbf{x}$ 处的散射体
$\mathrm{G}_{\mathrm{m,q}}$, $\mathrm{G}_{\mathrm{s,q}}$, γ_{q}	主瓣增益、旁瓣增益、波束宽度
$\Omega_{\mathbf{x}}$, $\omega_{\mathbf{x}}$	位于$\mathbf{x}$处散射体的角位置和方向
$\mathrm{p_t}$, $\mathrm{p_r}$	基站处、用户设备处的主瓣概率
$\theta_{\mathbf{z}_i}$, $\delta_{\mathbf{z}_i}$	基站的入射角和方向$\mathbf{z}_i$ 在散射体处
G_i, p_i	基站–用户设备增益对 i 及其概率，（3）
~ ~$\beta_{\mathbf{zx}}$, $\beta_{\mathbf{x}}$	基站至散射体的基站波束角，用户设备至散射体的用户设备波束角
$\mathrm{G}_{\mathrm{q},i}$, $\mathrm{p}_{\mathrm{q},i}$	设备 q 的瓣增益及其概率，$i = 1,2$
$\phi_{\mathbf{z}_i}$	基站的波束方向 $\mathbf{z}_i$
$P_{\mathbf{x}}$, $P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$	位置 $\mathbf{x}$ 处散射体上的入射功率，针对典型散射体
$\mathrm{U}_{\mathbf{zxu}}$	位于$\mathbf{z}$ 处的基站与位于$\mathbf{x}$处、位于散射体同一侧的用户设备
m_{o}	典型散射体上的平均入射功率，$\mathbb{E}[P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}]$
$\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})$	来自服务基站的接收功率
I_{b}, I_{s}	来自基站的干扰、来自散射体的干扰
τ, ρ	SINR阈值、速率阈值
$I_{\mathrm{s,M}}$, $I_{\mathrm{s,I}}$	I_{s} 在均值 / 独立同分布 $P_{\mathbf{x}}$ 近似下
$\bar{\ }\mathrm{p_c}$, $\mathrm{p_c}$, $\mathrm{p_R}$	覆盖概率、信号的互补累积分布函数（CCDF）
	散射体干扰加噪声比（SSIR）、速率覆盖率
$\mathcal{L}_X(s)$	X的拉普拉斯变换
$\mathcal{R}$, $\mathcal{A}$	平均遍历速率、区域频谱效率

II. 系统模型

本文研究存在遮挡物和散射体的太赫兹蜂窝网络，该网络由多个太赫兹基站和用户设备组成。太赫兹基站的位置采用二维泊松点过程建模 $\Phi_{\mathrm{b}} = \{\mathbf{z}_i, \forall i \in \mathbb{N}\}$，其密度为 λ_{b}。我们假设每个基站以功率 P_{t} 发射，与用户设备进行通信。用户设备的位置采用独立的齐次泊松点过程建模 Φ_{u}，其密度为 λ_{u}。用户设备和基站均配备高增益定向天线。

1）天线模型：我们采用广泛使用的锥形模型 [37] 来描述天线的方向性，其中目标方向上的天线增益表示为

$$g_{\mathrm{q}}(\theta) = \begin{cases} \mathrm{G}_{\mathrm{m,q}}, & |\theta| \le \gamma_{\mathrm{q}}/2 \\ \mathrm{G}_{\mathrm{s,q}}, & \text{else}, \end{cases} \tag{2}$$

其中，q $\in \{\mathrm{t},\ \mathrm{r}\}$ 表示设备类型，即发射机设备或接收机设备。这里，$\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ t}}$，$\mathrm{G}_{\mathrm{s,\ t}}$，$\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ r}}$，$\mathrm{G}_{\mathrm{s,\ r}}$ 分别表示发射天线和接收天线的主瓣增益与旁瓣增益。此外，$\theta \in [-\pi, \pi)$ 表示相对于天线波束方向（即最大增益轴）的期望方向角，而γ_{q} 表示天线波束宽度。假设天线包含 N_{q} 个阵元，则主瓣波束宽度 $\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ q}} = N_{\mathrm{q}}$可取为 $\gamma_{\mathrm{q}} = \Omega_{N_{\mathrm{q}}^0}$ 度，旁瓣波束宽度可取为 $\tilde{\gamma}_{\mathrm{q}} = 360^\circ - \underline{\Omega}_{N_{\mathrm{q}}^0}$，其中 Ω_0 为常数 [38]。此外，为了对发射功率进行归一化，我们有 $(\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ q}}\gamma_{\mathrm{q}} + \mathrm{G}_{\mathrm{s,\ q}}\tilde{\gamma}_{\mathrm{q}})/(2\pi)=1$，这是因为基站/用户设备天线在各个方向上辐射的功率总和不超过总发射功率 [29], [37]。请注意，表 III 中的增益和波束宽度取值描述的是在方位角和仰角方向上均较窄的波束。通过采用波束对准方法，典型用户设备及其关联基站会调整方向，使主瓣彼此对准。然而，干扰基站无需与典型用户设备对准。因此，对于干扰链路，方向性增益 $g_{\mathbf{z}}$ 是一个 RV，其分布如下：

$$g_{\mathbf{z}} = \begin{cases} \mathrm{G}_1 = \mathrm{G}_{\mathrm{m,t}}\mathrm{G}_{\mathrm{m,r}}, \text{ with prob. } \mathrm{p}_1 = \mathrm{p_t}\mathrm{p_r} \\ \mathrm{G}_2 = \mathrm{G}_{\mathrm{m,t}}\mathrm{G}_{\mathrm{s,r}}, \text{ with prob. } \mathrm{p}_2 = \mathrm{p_t}(1-\mathrm{p_r}) \\ \mathrm{G}_3 = \mathrm{G}_{\mathrm{s,t}}\mathrm{G}_{\mathrm{m,r}}, \text{ with prob. } \mathrm{p}_3 = (1-\mathrm{p_t})\mathrm{p_r} \\ \mathrm{G}_4 = \mathrm{G}_{\mathrm{s,t}}\mathrm{G}_{\mathrm{s,r}}, \text{ with prob. } \mathrm{p}_4 = (1-\mathrm{p_t})(1-\mathrm{p_r}), \end{cases} \tag{3}$$

其中，$\mathrm{p_r} = \gamma_{\mathrm{r}}/(2\pi)$ 表示用户设备天线获得最大增益的概率。同样地，$\mathrm{p_t} = \gamma_{\mathrm{t}}/(2\pi)$ 表示基站天线获得最大增益的概率。

2）阻塞物建模：我们考虑各种建筑物和障碍物可能会阻挡信号。在太赫兹频段，阻塞可能非常严重，并导致链路完全中断。建筑物可以使用布尔模型进行建模，其中心按照泊松点过程分布，方向均匀分布。令 $p_{\mathrm{L}}(z)$ 表示长度为 z 的链路处于视距状态的概率。在布尔模型下，有 $p_{\mathrm{L}}(z) = e^{-\beta z}$，其中 β 是一个取决于阻塞物特征的常数，例如阻塞物密度 μ 和尺寸。当建筑物被视为平均长度为 L 的线段时，例如有 $\beta = (2/\pi)\mu L$。从典型用户的角度来看，基站可分为视距基站和非视距基站。假设阻塞物相互独立，根据稀疏化定理，[20]，视距基站的位置服从泊松点过程，记为 $\Phi_{\mathrm{L,\ b}}$，其密度为 $\lambda_{\mathrm{L,\ b}}(z) = \lambda_{\mathrm{b}}e^{-\beta z}$。类似地，非视距基站的位置构成泊松点过程 $\Phi_{\mathrm{N,\ b}}$，其密度为 $\lambda_{\mathrm{N,\ b}}(z) = \lambda_{\mathrm{b}}(1-e^{-\beta z})$。令 $p_{\mathrm{L}}(x) = e^{-\beta x}$ 和 $p_{\mathrm{N}}(x) = 1-e^{-\beta x}$ 分别表示视距概率和非视距概率。

3）散射体建模：由于太赫兹频段的波长较短，原本光滑的表面也可能显得粗糙，与较低频率相比会产生显著的散射 [2], [17]。散射会引入额外的干扰，从而降低系统性能。因此，本文将散射对系统性能的影响纳入考量。我们假设环境中到处分布着大量散射体（SE），因此其位置可建模为密度为 λ_{s} 的泊松点过程（PPP）$\Phi_{\mathrm{s}} = \{\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_i \in \mathbb{R}^2\}$。每个散射体都会散射来自各个基站（BS）、入射到其表面的功率。散射功率分布在与入射波同侧的所有方向上。我们采用朗伯散射模型，该模型指出，任意方向上的散射功率与散射角的余弦成正比 ψ [2]。一般而言，

$$P_{\mathrm{S}}(\psi) \propto S^2 h(\cos(\psi)), \tag{4}$$

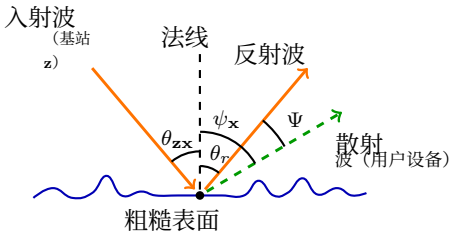


图1. 粗糙表面的散射（位于$\mathbf{x}$处的散射体（SE）），其中 $\theta_{\mathbf{zx}}$ 是从$\mathbf{z}$处基站入射波的入射角， θ_r 是镜面反射角， $\psi_{\mathbf{x}}$ 是朝向用户设备的散射角， Ψ 是反射波与散射波之间的夹角。

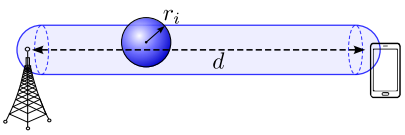


图2. 区域 $\mathcal{B}_i \oplus K$ （阴影部分）示意图，半径为 r_i 的分子中心必须位于该区域内，才能与长度为 d的链路相交。

其中， S 表示散射系数， S^2 表示从散射体（SE）表面散射出去的入射功率比例 [2], ，而 h（·）表示散射方向性函数。 h（·）的示例包括 h（x） $= x/2$，即本文采用的归一化朗伯模型；在该模型中， $\int_{-\pi/2}^{\pi/2} h(\cos\psi)\mathrm{d}\psi = 1$，因此总散射功率等于入射功率的散射部分。从物理上看，设一束由基站（BS）在 $\mathbf{z}$ 处发射的波，以与表面法线成 $\theta_{\mathbf{zx}}$ 角入射到位于$\mathbf{x}$处的散射体（SE）上（图1）。对于波长尺度上光滑的表面，入射功率的 Γ_{s}^2 会被反射。对于粗糙表面，波会散射到多个方向，同时还存在镜面反射分量。根据瑞利判据，当表面的高度变化超过 $c/(8f_{\mathrm{c}}\cos\theta_{\mathbf{zx}})$ [2], [18] 时，该表面便属于粗糙表面。在毫米波波长下，大多数建筑物表面都较为粗糙，入射功率的散射比例 S^2 随表面粗糙度增加而增大，其中 $S^2 + \Gamma_{\mathrm{s}}^2 \leq 1$ [19]。

4）路径损耗模型：我们考虑有界路径损耗模型 [39] ，其中非视距和视距链路的路径损耗分别表示为$\ell_{\mathrm{N},\ \mathrm{a}}(y)$和$\ell_{\mathrm{L},\ \mathrm{a}}(y)$。这里，$\mathrm{a} \in \{\mathrm{u},\ \mathrm{s}\}$。我们假设该路径损耗模型满足以下现实条件

1）$\ell_{\mathrm{L},\ \mathrm{a}}(y) > \ell_{\mathrm{N},\ \mathrm{a}}(y)\ \forall y$。 2）$\ell_{\mathrm{L},\ \mathrm{a}}(y_1) > \ell_{\mathrm{L},\ \mathrm{a}}(y_2)$和$\ell_{\mathrm{N},\ \mathrm{a}}(y_1) > \ell_{\mathrm{N},\ \mathrm{a}}(y_2)\ \forall y_1 < y_2$。 3） $C_{\mathrm{L}} = \max_y(\ell_{\mathrm{L},\ \mathrm{a}}(y)) < \infty$ 以及 $C_{\mathrm{N}} = \max_y(\ell_{\mathrm{N},\ \mathrm{a}}(y)) < \infty$。

第一个条件表明，与距离相同的类似非视距链路相比，视距链路承载的功率更大；第二个条件表明，接收功率随链路长度增加而单调递减；第三个条件则表明，接收机处的最大功率有界。

5）小区关联模型：我们考虑最近视距基站关联，即每个用户设备都连接到所有视距基站中距离最近的基站。鉴于遮挡物对太赫兹波的显著影响，并且考虑到在密集太赫兹网络中视距链路比非视距链路更占主导地位，我们采用这种关联模型 [29]。

为表征网络性能，我们考虑典型用户设备；不失一般性，可将其置于原点。令 R_{o} 表示服务基站与用户设备之间的距离。用户设备处的服务信号强度为

$$\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}}) = P_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_{\mathrm{m,t}}\mathrm{G}_{\mathrm{m,r}}\ell_{\mathrm{L,u}}(R_{\mathrm{o}}). \tag{5}$$

因此，典型用户设备处的信干噪比表示为

$$\mathrm{SINR} = \frac{\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}{I_{\mathrm{b}} + I_{\mathrm{s}} + N_{\mathrm{o}}},$$

其中， I_{b} 是基站造成的干扰， I_{s} 是散射体干扰， N_{o} 是噪声。我们的目标是计算覆盖概率（CP），其定义为典型用户设备处的信干噪比大于某一阈值 τ的概率，即 $\mathrm{p_c}(\tau) = \mathbb{P}[\text{信干噪比} > \tau]$。为进一步分析，我们需要通过拉普拉斯变换刻画基站和散射体造成的干扰。

III. 大气吸收的影响

考虑如图2所示、长度为 d的太赫兹基站与用户设备之间的通信链路。周围环境中包含多种分子，每种类型的分子 i 均按照密度为 λ_i 、有效半径为r_i的齐次泊松点过程分布。因此，这些分子的空间分布可以用布尔-泊松过程建模。令 ν_i 表示与通信链路相交的 i 型分子数量。根据随机形状理论，这种相交会使泊松点过程独立稀疏化，因此根据独立稀疏化定理，相交的分子也构成一个泊松点过程，其数量ν_i 服从均值为

$$\mu_i = \lambda_i \left|\mathcal{B}_i \oplus K\right| = \lambda_i \left((4/3)\pi r_i^3 + \pi r_i^2 d\right),$$

其中， $\mathcal{B}_i$ 表示半径为 r_i的球体， K 表示长度为 d 的线段（链路）， $\oplus$ 表示闵可夫斯基和。对于 $r_i \ll d$的实际场景，均值可近似为$\mu_i \approx \lambda_i \pi r_i^2 d = \lambda_i d A_{\mathrm{eff},\ i}$，其中 $A_{\mathrm{eff},\ i} = \pi r_i^2$ 表示分子类型 i 在工作频率下的有效横截面积。考虑到信号每次与分子相交都会衰减 η_i倍，预期信号衰减为

$$H_i = \mathbb{E}[\eta_i^{\nu_i}] = e^{-\mu_i}\sum_{k\geq 0}\frac{(\eta_i\mu_i)^k}{k!} = e^{-\mu_i(1-\eta_i)}. \tag{6}$$

因此，分子吸收导致的有效接收功率为

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{r}} &= P_{\mathrm{t}}\prod_i H_i = P_{\mathrm{t}}\exp\Big(-\sum_i \lambda_i d A_{\mathrm{eff},i}(1-\eta_i)\Big) \\ &= P_{\mathrm{t}}\exp(-\kappa_f d), \quad \text{with } \kappa_f = \sum_i \lambda_i A_{\mathrm{eff},i}(1-\eta_i) \end{aligned} \tag{7}$$

其中，表示分子吸收系数。可以看出， κ_f 取决于工作频率、环境成分以及其中分子的相对横截面积。

将分子吸收的影响与信号扩散导致的标准路径损耗相结合，

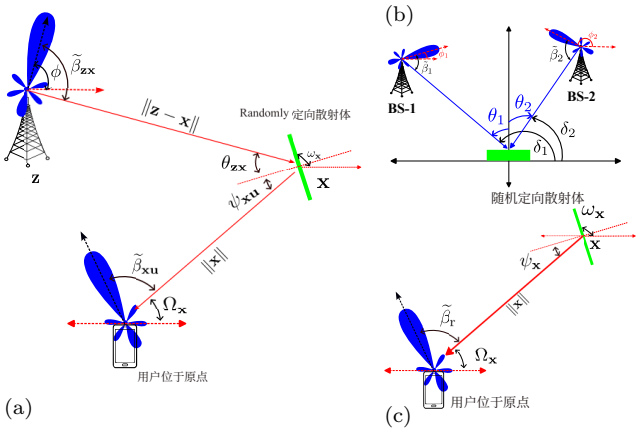


图3. 示意图展示了（a）随机定向散射体向位于原点的典型用户设备产生的散射体干扰，（b）相对于位于原点的典型散射体的基站和各种参数，以及（c）场景 $\Omega_{\mathbf{x}} < \pi/2$ 和 $\Omega_{\mathbf{x}} < \omega_{\mathbf{x}}$。

视距链路和非视距链路的有效路径损耗分别为 $\ell_{\mathrm{L},\,\mathrm{a}}(z) = \min(1,\ \gamma_{\mathrm{L},\,\mathrm{a}} z^{-\alpha_{\mathrm{L}}} e^{-\kappa_f z})$ $\ell_{\mathrm{N},\,\mathrm{a}}(z) = \min(1,\ \gamma_{\mathrm{N},\,\mathrm{a}} z^{-\alpha_{\mathrm{N}}} e^{-\kappa_f z})$，。其中，$\alpha_{\mathrm{L}}$ 和 α_{N} 分别表示视距链路和非视距链路的路径损耗指数。对于基站—用户设备链路或散射体—用户设备链路，视距系数表示为 $\gamma_{\mathrm{L},\,\mathrm{u}} = \frac{A_e}{4\pi}$ 其中 $A_e = \frac{c^2}{4\pi f_c^2}$ 表示有效天线孔径。对于基站—散射体链路，视距系数表示为 $\gamma_{\mathrm{L},\,\mathrm{s}} = \frac{A_{\mathrm{s}}}{4\pi}$ 其中 A_{s} 表示有效频谱效率面积。此外，如[29]所述，与非视距传输相比，视距传输占主导地位。对于非视距链路，$\gamma_{\mathrm{N},\,\mathrm{a}} = \xi\gamma_{\mathrm{L},\,\mathrm{a}}$，其中 ξ 表示非视距反射造成的损耗。

IV. 散射体引起的干扰表征

计算用户设备处的散射体干扰需要确定每个散射体上的入射功率、散射体的散射特性，以及用户设备从这些散射体接收到的功率；我们将在以下各节中分别进行计算。

A. 单个基站–散射体–用户设备链路的散射功率

我们首先刻画单个基站由于单个散射体而在典型用户设备处产生的干扰。如图3(a)所示，设基站位于 $\mathbf{z}$，散射体位于 $\mathbf{x}$，其朝向是随机的，而用户设备位于原点。令 $\sim\beta_{\mathbf{zx}}$ 表示基站天线最大增益轴与散射体方向之间的角度。角度 $\theta_{\mathbf{zx}}$ 表示散射体法线与基站方向之间的夹角，而 $\psi_{\mathbf{x}}$ 表示散射体~朝向的法线与用户设备方向之间的夹角。此外，$\beta_{\mathbf{x}}$ 表示用户设备天线最大增益轴与散射体之间的角度。由图3(a)可知，基站从用户设备一侧入射到散射体上的功率为

$$P_{\mathbf{zx}} = P_{\mathrm{t}} g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{zx}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{zx}},\mathrm{s}}(\|\mathbf{z}-\mathbf{x}\|)\cos(\theta_{\mathbf{zx}})\mathrm{U}_{\mathbf{zxu}}.$$

此处，$\kappa_{\mathbf{zx}}$ 表示zx的链路状态，$\ell_{\kappa,\mathrm{s}}$ 表示基站–散射体链路处于视距状态（κ =L）或非视距状态（κ = N）时的路径损耗，$\kappa_l \in \{$ L,N$\}$ 表示链路 l 的阻塞状态，而 $\mathrm{U}_{\mathbf{zxu}}$ 是一个指示随机变量，表示基站是否位于与用户设备处于散射体同一侧的位置。功率 $P_{\mathbf{zx}}$ 由散射体散射，其中一部分到达用户设备。位于原点的用户设备接收到的功率为

$$P_{\mathbf{zxu}} = S^2 P_{\mathbf{zx}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}})).$$

现在，若考虑所有散射体和基站，则典型用户处的总干扰为

$$I_{\mathrm{s}} = \sum\nolimits_{\mathbf{z}\in\Phi_{\mathrm{b}}} \sum\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}} P_{\mathbf{zxu}}. \tag{8}$$

式（8）中的表达式可分为两部分。令 $P_{\mathbf{x}}$ 表示来自所有基站、在 $\mathbf{x}$ 处的散射体接收到的总功率，即 $P_{\mathbf{x}} = \sum_{\mathbf{z}\in\Phi_{\mathrm{b}}} P_{\mathbf{zx}}$，则用户设备处的干扰 I_{s} 可写为

$$I_{\mathrm{s}} = \sum\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}} S^2 P_{\mathbf{x}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}})) \tag{9}$$

上述表示将总干扰拆分为两项：每个散射体处的接收功率，以及用户设备从每个散射体接收到的功率占比。I_{s} 的拉普拉斯变换为 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(s) = \mathbb{E}\left[\exp(-sI_{\mathrm{s}})\right] =$

$$\mathbb{E}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}} \exp\left(-sS^2 P_{\mathbf{x}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos\psi_{\mathbf{x}})\right)\right]. \tag{10}$$

进一步注意，对于位于 $\mathbf{x}$ 和 $\mathbf{x}'$ 处的两个散射体，其随机变量 $P_{\mathbf{x}}$ 和 $P_{\mathbf{x}'}$ 的各项中包含相同的基站，因此二者相关。由于 $P_{\mathbf{x}}$ 存在这种相关性，拉普拉斯变换难以进一步化简，因为应用泊松点过程的概率生成泛函要求标记之间相互独立。因此，我们提出两种方法来近似 I_{s}，分别记为 $I_{\mathrm{s,\,M}}$ 和 $I_{\mathrm{s,\,L}}$。需要指出的是，尽管存在相关性，仍可如第四-D节所示精确计算 I_{s} 的均值。

B. 基于独立同分布 $P_{\mathbf{x}}$ 假设的方法

在此方法中，我们认为 $P_{\mathbf{x}}$ 在散射体 $\mathbf{x} \in \Phi_{\mathrm{s}}$ 之间独立同分布。由式 (10) 可得 I_{s} 的拉普拉斯变换为 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(s) =$

$$= \mathbb{E}\left[\prod_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}} \exp\left(-sS^2 P_{\mathbf{x}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}}))\right)\right]$$

$$\overset{(a)}{\approx} \mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{s}},\{\omega_{\mathbf{x}}\}}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}} \mathbb{E}_{P_{\mathbf{x}}}\left[\exp\left(-sS^2 P_{\mathbf{x}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}}))\right)\right]\right]$$

$$\overset{(b)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{s}},\{\omega_{\mathbf{x}}\}}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}} \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}}}(sS^2 g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}})))\right]$$

$$\overset{(c)}{=} \exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_{\mathbf{x}\in\mathbb{R}^2} \left(1 - \mathbb{E}_{\omega_{\mathbf{x}}}\left[\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}}|\omega_{\mathbf{x}}}(sS^2 g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}})))\right]\right) p_{\kappa_{\mathbf{xu}}}(\|\mathbf{x}\|)\mathrm{d}\mathbf{x}\right) \tag{11}$$

其中，步骤（a）源于 $P_{\mathbf{x}}$的独立同分布假设，（b）根据 $P_{\mathbf{x}}$ 的LT定义得出，而步骤（c）则利用泊松点过程 Φ_{s}的概率生成泛函得到。为进一步推导，我们需要求出 $P_{\mathbf{x}}$ 的LT，接下来将对此进行推导。

1） $P_{\mathbf{x}}$的分布：为计算 $P_{\mathbf{x}}$的LT，考虑位于原点$\mathbf{x}_{\mathrm{o}}$ 处的典型散射体，如图 3(b)所示。由于 $P_{\mathbf{x}}$ 的分布不受 $\omega_{\mathbf{x}}$ 影响，不失一般性，我们假设该散射体的散射面朝向正 y 轴。令$\delta_{\mathbf{z}_i}$ 表示从正 x 轴到相对于该散射体的第 i个基站方向的夹角。因此，该散射体会散射位于正 y 半平面（即 $\mathrm{U}_{\mathbf{z}_i\mathbf{x}_{\mathrm{o}}\mathbf{u}} = 1 \Leftrightarrow \delta_{\mathbf{z}_i} \geq 0$）内的基站所发出的入射功率。将位于正 y 半平面内的 Φ_{b}、$\Phi_{\mathrm{L,b}}$ 和$\Phi_{\mathrm{N,b}}$ 基站分别记为 $\Phi^{+}{}_{\mathrm{b}}$、 $\Phi^{+}{}_{\mathrm{L,b}}$ 和 $\Phi^{+}{}_{\mathrm{N,b}}$。因此，散射体$\mathbf{x}_{\mathrm{o}}$ 上的总入射功率 $P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 为

$$P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}} = \sum\nolimits_{\mathbf{z}_i \in \Phi^{+}_{\mathrm{L,b}}} P_{\mathrm{t}} \ell_{\mathrm{L,s}}(\|\mathbf{z}_i\|) \cos(\theta_{\mathbf{z}_i}) g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i}) + \sum\nolimits_{\mathbf{z}_i \in \Phi^{+}_{\mathrm{N,b}}} P_{\mathrm{t}} \ell_{\mathrm{N,s}}(\|\mathbf{z}_i\|) \cos(\theta_{\mathbf{z}_i}) g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i}), \quad (12)$$

其中，$\beta_{\mathbf{z}_i}$ 是天线方向与第 i 个基站的波束方向$\mathbf{z}_i$ 以及典型散射体之间的夹角，$\theta_{\mathbf{z}_i}$ 是散射体法线与相对于散射体的第 i 个基站方向之间的夹角。在此，式（12）中的两项分别表示来自相对于散射体处于视距和非视距状态的基站的功率。注意，$\theta_{\mathbf{z}_i} = (\delta_{\mathbf{z}_i} - \pi/2) \Rightarrow \cos(\theta_{\mathbf{z}_i}) = \sin(\delta_{\mathbf{z}_i})$ 此外，令 $\phi_{\mathbf{z}_i}$ 表示第 i 个基站$\mathbf{z}_i$ 处天线波束的角度，该角度可视为 Φ_{b} 中每个基站的标记，并在 $(0, 2\pi)$ 上服从均匀分布。第 i 个基站的波束角度 $\beta_{\mathbf{z}_i}$ 为（证明见补充材料的附录 B [36] ）

$$\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i}(\delta_{\mathbf{z}_i}, \phi_{\mathbf{z}_i}) = \begin{cases} \pi - |\delta_{\mathbf{z}_i} - \phi_{\mathbf{z}_i}|, & 0 < \phi_{\mathbf{z}_i} < \pi \\ |\delta_{\mathbf{z}_i} - (\phi_{\mathbf{z}_i} - \pi)|, & \pi < \phi_{\mathbf{z}_i} < 2\pi. \end{cases} \quad (13)$$

现在，$P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 的拉普拉斯变换由以下定理给出。

定理 1. $P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 的拉普拉斯变换为

$$\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(s) = \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{L}}}(s) \cdot \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{N}}}(s),$$
$$\text{where} \quad \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}}(s) = \exp\left(-\lambda_{\mathrm{b}} \int_0^{\infty} \int_{\delta=0}^{\pi} \sum\nolimits_{i=1}^{2} \mathrm{p}_{\mathrm{t},i} \left(1 - \exp\left(-sP_{\mathrm{t}} \mathrm{G}_{\mathrm{t},i} \ell_{\kappa,\mathrm{s}}(z) \sin(\delta)\right)\right) p_{\kappa}(z) z \mathrm{d}z \mathrm{d}\delta\right)$$

其中，$\mathrm{G}_{\mathrm{t},1} = \mathrm{G}_{\mathrm{m,t}}$ 和 $\mathrm{G}_{\mathrm{t},2} = \mathrm{G}_{\mathrm{s,t}}$ 分别表示基站发射天线的主瓣增益和旁瓣增益，$\mathrm{p}_{\mathrm{t},1} = \mathrm{p}_{\mathrm{t}}$以及 $\mathrm{p}_{\mathrm{t},2} = 1 - \mathrm{p}_{\mathrm{t}}$ 为相应的概率。

证明。由 (12)，$P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 的 LT $\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(s)$ 为

$$= \mathbb{E}\left[\exp\left(-s \sum\nolimits_{\mathbf{z}_i \in \Phi^{+}_{\mathrm{b}}} P_{\mathrm{t}} g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i}) \ell_{\kappa_{\mathbf{z}_i},\mathrm{s}}(\|\mathbf{z}_i\|) \cos(\theta_{\mathbf{z}_i})\right)\right]$$
$$= \prod_{\kappa \in \{\mathrm{L,N}\}} \mathbb{E}\left[\exp\left(-s \sum_{\mathbf{z}_i \in \Phi^{+}_{\kappa,\mathrm{b}}} P_{\mathrm{t}} g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i}) \ell_{\kappa,\mathrm{s}}(\|\mathbf{z}_i\|) \cos(\theta_{\mathbf{z}_i})\right)\right]$$

其中最后一步是由于视距和非视距基站的独立性。我们来关注第一个因子的拉普拉斯变换 $\kappa = \mathrm{L}$，它表示视距基站，如下所示 $\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{L}}}(s) =$

$$\mathbb{E}\left[\exp\left(-\sum\nolimits_{\mathbf{z}_i \in \Phi^{+}_{\mathrm{L,b}}} sP_{\mathrm{t}} g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i}) \ell_{\mathrm{L,s}}(\|\mathbf{z}_i\|) \cos(\theta_{\mathbf{z}_i})\right)\right]$$
$$= \exp\left(-\lambda_{\mathrm{b}} \int_0^{\infty} \int_{\delta_{\mathbf{z}}=0}^{\pi} (1 - \mathbb{E}_{\phi_{\mathbf{z}}}\left[e^{-sP_{\mathrm{t}} g_{\mathrm{t}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}}) \ell_{\mathrm{L,s}}(z) \sin(\delta_{\mathbf{z}})}\right]) e^{-\beta z} z \mathrm{d}z \mathrm{d}\delta_{\mathbf{z}}\right),$$

其中最后一步是利用泊松点过程的概率生成泛函 $\Phi^{+}{}_{\mathrm{L,b}}$，并代入上一页中 $\theta_{\mathbf{z}_i}$ 的值。现在，由于根据式（13），角度在 2π 和 上具有周期性（角度回绕），$g_{\mathrm{t}}(\beta_{\mathbf{z}})$ 与 $g_{\mathrm{t}}(\phi_{\mathbf{z}})$ 具有相同的分布，后者以概率 p_{t} 和 $1 - \mathrm{p}_{\mathrm{t}}$ 分别取值 $\mathrm{G}_{\mathrm{m,t}}$ 和 $\mathrm{G}_{\mathrm{s,t}}$。非视距分量的证明类似。 □

2) 散射体干扰的分布：现在，在独立同分布 $P_{\mathbf{x}}$假设下，落在每个散射体上的 $P_{\mathbf{x}}$ 的 LT 均取为等于由 $\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}$给出的 $P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 的 LT。现在，$\psi_{\mathbf{x}}$ 是从位置 $\mathbf{x}$ 处的散射体到典型用户设备的散射角，表示为

$$\cos\psi_{\mathbf{x}} = |\sin(\Omega_{\mathbf{x}} - \omega_{\mathbf{x}})|, \quad 0 < \Omega_{\mathbf{x}} < 2\pi, \quad (14)$$

设位置 $\mathbf{x}$ 处散射体的方向为 $\omega_{\mathbf{x}}$，其角位置为 $\Omega_{\mathbf{x}}$（证明见附录 C）。此外，设 $\beta_{\mathbf{x}}$ 为用户设备天线的波束方向与散射体 $\mathbf{x}$ 方向之间的夹角，表示为 $\beta_{\mathbf{x}} = \phi_{\mathbf{u}} - \Omega_{\mathbf{x}}$，其中 $\phi_{\mathbf{u}}$ 表示用户设备天线波束的角度，其在 $(0, 2\pi)$ 上均匀分布。不失一般性，可取 $\phi_{\mathbf{u}} = 0$。现在，我们在以下定理中给出 I_{s} 的 LT。

定理 2。在独立同分布 $P_{\mathbf{x}}$ 假设下，I_{s} 的 LT 可近似表示为

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,l}}}(s) = \mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,l}}}(s) \cdot \mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,N,l}}}(s),$$
$$\text{where } \mathcal{L}_{I_{\mathrm{s},\kappa,\mathrm{l}}}(s) = \exp\left(-\sum\nolimits_{i=1}^{2} 2\pi \mathrm{p}_{\mathrm{r},i} \lambda_{\mathrm{s}} \int_{x=0}^{\infty} \int_{y=0}^{1} \left(1 - \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}\left(sS^2 \mathrm{G}_{\mathrm{r},i} \ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x) h(y)\right)\right) v(y) x p_{\kappa}(x) \mathrm{d}y \mathrm{d}x\right),$$

其中，$\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(s)$ 和 $v(y)$ 分别由定理 1 和命题 2 给出。增益 $\mathrm{G}_{\mathrm{r},1} = \mathrm{G}_{\mathrm{m,r}}$、$\mathrm{G}_{\mathrm{r},2} = \mathrm{G}_{\mathrm{s,r}}$表示接收天线的主瓣增益和旁瓣增益，其对应概率分别为 $\mathrm{p}_{\mathrm{r},1} = \mathrm{p}_{\mathrm{r}}$ 和 $\mathrm{p}_{\mathrm{r},2} = 1 - \mathrm{p}_{\mathrm{r}}$。

证明。注意到 $P_{\mathbf{x}}$ 的拉普拉斯变换与 $\omega_{\mathbf{x}}$ 无关，由式 (11) 可得

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,l}}}(s) = \exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^2} (1 - \mathbb{E}_{\omega_{\mathbf{x}}}[\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(sS^2 g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(\cos(\psi_{\mathbf{x}})))]) p_{\kappa_{\mathbf{xu}}}(\|\mathbf{x}\|) \mathrm{d}\mathbf{x}\right).$$

由式 (14) 和命题 2 可得

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,l}}}(s) = \exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^2} \int_{y=0}^{1} (1 - \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(sS^2 g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}}) \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|) h(y))) v(y) p_{\kappa_{\mathbf{xu}}}(\|\mathbf{x}\|) \mathrm{d}y \mathrm{d}\mathbf{x}\right).$$

现在，注意到 $\beta_{\mathbf{x}} = \phi_{\mathbf{u}} - \Omega_{\mathbf{x}} = -\Omega_{\mathbf{x}}$，可得

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,l}}}(s) = \exp\left(-\sum\nolimits_{i=1}^{2} 2\pi \mathrm{p}_{\mathrm{r},i} \lambda_{\mathrm{s}} \int_{x=0}^{\infty} \int_{y=0}^{1} (1 - \mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(sS^2 \mathrm{G}_{\mathrm{r},i} \ell_{\kappa_{\mathbf{xu}},\mathrm{u}}(x) h(y))) v(y) x p_{\kappa_{\mathbf{xu}}}(x) \mathrm{d}y \mathrm{d}x\right). \quad (15)$$

现在将其按视距和非视距散射体进行拆分，即可得到所需结果。 □

现在，我们将给出 I_{s} 在 $s = -ju$ 处的拉普拉斯变换，以便稍后根据以下推论评估覆盖概率。

推论 2.1。I_{s}在 $s=-ju$ 处的$_{\mathrm{I}}$ 拉普拉斯变换为,

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,I}}}(-ju)=R_{\mathrm{s,I}}(u)\exp\left(j\Theta_{\mathrm{s,I}}(u)\right)\quad\text{with}$$
$$R_{\mathrm{s,I}}(u)=R_{\mathrm{s,L,I}}(u)R_{\mathrm{s,N,I}}(u),\Theta_{\mathrm{s,I}}(u)=\Theta_{\mathrm{s,L,I}}(u)+\Theta_{\mathrm{s,N,I}}(u),$$
where $R_{\mathrm{s},\kappa,\mathrm{I}}(u)=$
$$\exp\left(-\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}2\pi\lambda_{\mathrm{s}}\int_{0}^{\infty}\int_{y=0}^{1}\left(1-R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(uS^{2}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x)h(y))\right.\right.$$
$$\left.\left.\cos\left(\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(uS^{2}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x)h(y))\right)v(y)xp_{\kappa}(x)\mathrm{d}y\mathrm{d}x\right)\right)\quad(16)$$
$$\Theta_{\mathrm{s},\kappa,\mathrm{I}}(u)=$$
$$\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}2\pi\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\int_{y=0}^{1}R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(uS^{2}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x)h(y))$$
$$\sin\left(\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(uS^{2}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x)h(y))\right)v(y)xp_{\kappa}(x)\mathrm{d}y\mathrm{d}x.\quad(17)$$

这里，$R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(u)$ 和 $\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(u)$ 分别表示 $P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 在 $s=-ju$ 处的拉普拉斯变换的模和辐角（证明见附录 E）

$$R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(u)=R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{L}}(u)R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{N}}(u),$$
$$\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(u)=\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{L}}(u)+\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{N}}(u),$$
$$R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}(u)=\quad(18)$$
$$e^{-\lambda_{\mathrm{b}}\int_{0}^{\infty}\int_{\delta=0}^{\pi}\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p}_{\mathrm{t},i}\left(1-\left(\cos\left(uP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_{\mathrm{t},i}\ell_{\kappa,s}(z)\sin(\delta)\right)\right)\right)p_{\kappa}(z)z\mathrm{d}z\mathrm{d}\delta},$$
$$\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}(u)=\lambda_{\mathrm{b}}\int_{0}^{\infty}\int_{\delta=0}^{\pi}\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p}_{\mathrm{t},i}\sin\left(uP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_{\mathrm{t},i}\ell_{\kappa,\mathrm{s}}(z)\right.$$
$$\left.\sin(\delta)\right)p_{\kappa}(z)z\mathrm{d}z\mathrm{d}\delta.\quad(19)$$

C. 平均功率假设方法

现在，我们介绍另一种较简单的方法，即用其平均值 m_{o} 近似 $P_{\mathbf{x}}$ ，其中 m_{o} 表示所有基站入射到典型散射体上的平均功率。

1) 散射体处的平均入射功率：为计算 m_{o}，不失一般性，我们可以考虑位于原点的$\mathbf{x}_{\mathrm{o}}$ 处的典型散射体，如图3(b)所示。现在，我们在以下定理中给出$P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 的平均值。

定理 3. 所有基站到位于$\mathbf{x}_{\mathrm{o}}$ 处的典型散射体的入射功率 $P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}$ 的平均值为（证明见附录A）

$$m_{\mathrm{o}}=\mathbb{E}\left[P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}\right]=\mathbb{E}\left[P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{L}}\right]+\mathbb{E}\left[P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\mathrm{N}}\right]=$$
$$2P_{\mathrm{t}}\widetilde{g}_{\mathrm{t}}\lambda_{\mathrm{b}}\left(\int_{0}^{\infty}\left(e^{-\beta z}\ell_{\mathrm{L,s}}(z)+(1-e^{-\beta z})\ell_{\mathrm{N,s}}(z)\right)z\mathrm{d}z\right),\quad(20)$$

其中，$\widetilde{g}_{\mathrm{t}}=(\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ t}}\mathrm{p}_{\mathrm{t}}+\mathrm{G}_{\mathrm{s,\ t}}(1-\mathrm{p}_{\mathrm{t}}))$ 表示发射天线的平均辐射功率。

2) I_{s}的分布：现在，假设落在每个 SE 上的 $P_{\mathbf{x}}$ 固定且等于平均值 m_{o}，根据 (9)，典型用户设备处的干扰为

$$I_{\mathrm{s,M}}=\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{s}}}S^{2}m_{\mathrm{o}}g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\kappa_{\mathbf{x}_i\mathbf{u}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}_i})).\quad(21)$$

现在，我们在以下定理中给出 I_{s} 的拉普拉斯变换。

定理 4。在均值 $P_{\mathbf{x}}$ 近似下，典型用户受到所有散射体产生的干扰的拉普拉斯变换表示为（证明见附录 B）

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,M}}}(s)=\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(s)\times\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,N,M}}}(s),\quad(22)$$

where $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(s)=\exp\left(-\sum_{i=1}^{2}2\pi\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\int_{y=0}^{1}\right.$
$$\left.\left(1-e^{-sS^{2}m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(y)}\right)e^{-\beta x}xv(y)\mathrm{d}y\mathrm{d}x\right),\quad(23)$$
$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,N,M}}}(s)=\exp\left(-\sum_{i=1}^{2}2\pi\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\int_{y=0}^{1}\left(1-\right.\right.$$
$$\left.\left.e^{-sS^{2}m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{N,u}}(x)h(y)}\right)x(1-e^{-\beta x})v(y)\mathrm{d}y\mathrm{d}x\right),\quad(24)$$

其中，$\mathrm{G}_{\mathrm{r,\ 1}}=\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ r}}$、$\mathrm{G}_{\mathrm{r,\ 2}}=\mathrm{G}_{\mathrm{s,\ r}}$ 分别表示接收天线的主瓣增益和旁瓣增益，其对应概率分别为 $\mathrm{p}_{\mathrm{r,\ 1}}=\mathrm{p}_{\mathrm{r}}$ 和 $\mathrm{p}_{\mathrm{r,\ 2}}=1-\mathrm{p}_{\mathrm{r}}$。

我们还计算了 $s=-ju$ 处 $I_{\mathrm{s,\ M}}$ 的拉普拉斯变换，如以下推论所示，以便随后推导覆盖。

推论 4.1. $s=-ju$ 处干扰 $I_{\mathrm{s,\ M}}$ 的拉普拉斯变换为

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,M}}}(-ju)=R_{\mathrm{s,M}}(u)e^{j\Theta_{\mathrm{s,M}}(u)}\quad(25)$$
$$\text{with }R_{\mathrm{s,M}}(u)=R_{\mathrm{s,L,M}}(u)R_{\mathrm{s,N,M}}(u),\quad(26)$$
$$\Theta_{\mathrm{s,M}}(u)=\Theta_{\mathrm{s,L,M}}(u)+\Theta_{\mathrm{s,N,M}}(u)\quad(27)$$
$$R_{\mathrm{s},\kappa,\mathrm{M}}(u)=\exp\left(-\sum_{i=1}^{2}2\pi\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\int_{y=0}^{1}(1-\right.$$
$$\left.\cos\left(uS^{2}m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x)h(y)\right)\right)p_{\kappa}(x)xv(y)\mathrm{d}y\mathrm{d}x\right)\quad(28)$$
$$\Theta_{\mathrm{s},\kappa,\mathrm{M}}(u)=\sum_{i=1}^{2}2\pi\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{0}^{\infty}\int_{0}^{1}$$
$$\sin\left(uS^{2}m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(x)h(y)\right)p_{\kappa}(x)xv(y)\mathrm{d}y\mathrm{d}x.\quad(29)$$

证明。对于视距分量，代入 $s=-ju$ 后可得 (23)

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(-ju)=\exp\left(-\sum_{i=1}^{2}2\pi\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\int_{y=0}^{1}\right.$$
$$\left.\left(1-e^{juS^{2}m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(y)}\right)e^{-\beta x}xv(y)\mathrm{d}y\mathrm{d}x\right)$$
$$=R_{\mathrm{s,L,M}}(u)\exp\left(j\Theta_{\mathrm{s,L,M}}(u)\right),$$

其中，$R_{\mathrm{s,L,M}}(u)$ $(\Theta_{\mathrm{s,L,M}}(u))$ 分别是 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(-ju)$ 的幅度（相位）。非视距分量的证明类似。 □

D. 平均散射体干扰

现在我们给出所有基站产生的平均散射干扰。根据式（9），用户设备处的平均干扰 I_{s} 可写为

$$\mathbb{E}\left[I_{\mathrm{s}}\right]=\mathbb{E}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}}S^{2}P_{\mathbf{x}}g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}})\ell_{\kappa_{\mathbf{x}\mathbf{u}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}}))\right]$$
$$=\mathbb{E}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}\in\Phi_{\mathrm{s}}}S^{2}m_{\mathrm{o}}g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}})\ell_{\kappa_{\mathbf{x}\mathbf{u}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}}))\right].\quad(30)$$

定理5. 典型用户设备处的平均散射体干扰为

$$\mathbb{E}\left[I_{\mathrm{s}}\right]=2S^{2}m_{\mathrm{o}}\lambda_{\mathrm{s}}\widetilde{g}_{\mathrm{r}}$$
$$\times\left(\int_{x=0}^{\infty}(e^{-\beta x}\ell_{\mathrm{L,u}}(x)+(1-e^{-\beta x})\ell_{\mathrm{N,u}}(x))x\mathrm{d}x\right),$$

其中 $\widetilde{g}_{\mathrm{r}}=\frac{\mathrm{G}_{\mathrm{m,\ r}}\gamma_{\mathrm{r}}+\mathrm{G}_{\mathrm{s,\ r}}(2\pi-\gamma_{\mathrm{r}})}{2\pi}$ 其中 m_{o} 由式（20）给出。

证明。由（30）可得

$$\mathbb{E}\left[I_{\mathrm{s}}\right] \overset{(a)}{=} \mathbb{E}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{L,s}}} S^2 m_{\mathrm{o}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}_i}))\right.$$
$$\left.+\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{N,s}}} S^2 m_{\mathrm{o}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\mathrm{N,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}_i}))\right],$$

其中，步骤（a）通过将求和拆分为视距链路和非视距链路得到。我们先考虑 LOS 分量。

$$\mathbb{E}\left[I_{\mathrm{s,L}}\right] = \mathbb{E}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{L,s}}} S^2 m_{\mathrm{o}} g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}_i}))\right]$$
$$\overset{(a)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{L,s}}}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{L,s}}} S^2 m_{\mathrm{o}} \mathbb{E}_{\phi_{\mathbf{u}}}\left[g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\right]\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos\psi_{\mathbf{x}_i})\right]$$
$$\overset{(b)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{L,s}}}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{L,s}}} S^2 m_{\mathrm{o}} \widetilde{g}_{\mathrm{r}}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)\mathbb{E}_{\omega_{\mathbf{x}_i}}\left[h(\cos\psi_{\mathbf{x}_i})\right]\right],$$

其中，步骤（a）由全概率定律得到，步骤（b）则是由于对均匀分布的 $\phi_{\mathbf{u}}$ 求期望。现在，根据（14）和（1），$\mathbb{E}_{\omega_{\mathbf{x}_i}}\left[h\left(\cos\psi_{\mathbf{x}_i}\right)\right] = 1/\pi$。代入后可得

$$\mathbb{E}\left[I_{\mathrm{s,L}}\right] = \mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{L,s}}}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{L,s}}} S^2 m_{\mathrm{o}} \widetilde{g}_{\mathrm{r}}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)\frac{1}{\pi}\right]$$
$$\overset{(c)}{=} \int_{x=0}^{\infty}\int_{\Omega=0}^{2\pi} S^2 m_{\mathrm{o}}\lambda_{\mathrm{s}}\widetilde{g}_{\mathrm{r}}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}\|)\frac{1}{\pi}e^{-\beta x}x\mathrm{d}\Omega\mathrm{d}x$$
$$= \frac{1}{\pi}2\pi\int_{x=0}^{\infty} S^2 m_{\mathrm{o}}\lambda_{\mathrm{s}}\widetilde{g}_{\mathrm{r}}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}\|)e^{-\beta x}x\mathrm{d}x,$$

其中，步骤（c）由坎贝尔定理得到 [20]。对非视距情况采取类似步骤，并将两者相加，即可得到所需结果。□

V. 基站引起的干扰表征

现在，我们对典型用户设备处所有基站产生的干扰进行表征。这包括视距基站和非视距基站产生的干扰，以及由用户设备接收天线的主瓣和旁瓣接收的干扰。在继续之前，我们首先给出下文中的服务距离 R_{o} 的分布。

引理 1. 在典型用户设备连接到视距基站的条件下，服务距离的概率密度函数表示为$g_{R_{\mathrm{o}}}\left(r\right) = f_{R_{\mathrm{o}}}\left(r\right)/A_{\mathrm{L}}$ 其中

$$f_{R_{\mathrm{o}}}(r) = 2\pi\lambda_{\mathrm{b}} r p_{\mathrm{L}}(r) e^{-2\pi\lambda_{\mathrm{b}}\int_0^r p_{\mathrm{L}}(u)u\mathrm{d}u}$$
$$= 2\pi\lambda_{\mathrm{b}} r e^{-\beta r} e^{-\frac{2\pi\lambda_{\mathrm{b}}}{\beta^2}\left(1-e^{-\beta r}(1+\beta r)\right)} \quad (31)$$

其中，A_{L} 表示典型用户设备至少有一个视距基站的概率，具体如下：

$$A_{\mathrm{L}} = \int_0^{\infty} f_{R_{\mathrm{o}}}(r)\mathrm{d}r = 1 - e^{-2\pi\lambda_{\mathrm{b}}\int_0^{\infty} p_{\mathrm{L}}(u)u\mathrm{d}u} = 1 - e^{-2\pi\frac{\lambda_{\mathrm{b}}}{\beta^2}}. \quad (32)$$

请注意，以 $1 - A_{\mathrm{L}}$ 的概率，典型用户设备可能不存在任何视距基站，此时不会获得服务。覆盖应关于$f_{R_{\mathrm{o}}}(r)$进行平均，从而将没有视距基站的用户设备计为中断。令 $I_{\mathrm{b,\ L}}$ 和 $I_{\mathrm{b,\ N}}$ 分别表示由视距基站和非视距基站产生的干扰。

因此，典型用户设备处的基站干扰为

$$I_{\mathrm{b}} = I_{\mathrm{b,L}} + I_{\mathrm{b,N}} \text{ with } I_{\mathrm{b},\kappa} = \sum\nolimits_{\mathbf{z}\in\Phi_{\kappa,\mathrm{b}}} g_{\mathbf{z}} P_{\mathrm{t}}\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(\|\mathbf{z}\|).$$

这里，$g_{\mathbf{z}}$ 表示从位于$\mathbf{z}$ 处的基站到典型用户设备的信号的发射与接收天线增益之积，其取值为 G_i，对应的概率为 p_i，如式 (3) 所示。在下面的定理中，我们给出 I_{b} 的分布。

定理 6. 在服务基站位于距离 R_{o} 处的条件下，I_{b} 的拉普拉斯变换为（证明见附录 D）

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b}}|R_{\mathrm{o}}}(s) = \mathcal{L}_{I_{\mathrm{b,L}}|R_{\mathrm{o}}}(s)\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b,N}}|R_{\mathrm{o}}}(s),$$
$$\text{where } \mathcal{L}_{I_{\mathrm{b,L}}|R_{\mathrm{o}}}(s) = \exp\left(-2\pi\textstyle\sum_{i=1}^{4}\int_{R_{\mathrm{o}}}^{\infty}\lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\mathrm{p}_i\right.$$
$$\left.\left(1-\exp\left(-sP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(z)\right)\right)z\mathrm{d}z\right),$$
$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b,N}}|R_{\mathrm{o}}}(s) = \exp\left(-2\pi\textstyle\sum_{i=1}^{4}\int_{0}^{\infty}\lambda_{\mathrm{N,b}}(z)\mathrm{p}_i\right.$$
$$\left.\left(1-\exp\left(-sP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{N,u}}(z)\right)\right)z\mathrm{d}z\right).$$

这里需要注意视距和非视距基站 [20] 的排除半径不同。由于小区关联策略，视距干扰基站必须位于距离 R_{o} 之外，而非视距基站可以位于任意位置。

推论 6.1. 典型用户设备处来自所有基站的平均干扰 I_{b} 为：

$$\mathbb{E}[I_{\mathrm{b}}] = 2\pi\lambda_{\mathrm{b}}P_{\mathrm{t}}\textstyle\sum_{i=1}^{4}\mathrm{p}_i\mathrm{G}_i\left(\mathbb{E}_{R_{\mathrm{o}}}\left[\int_{R_{\mathrm{o}}}^{\infty}p_{\mathrm{L}}(z)\ell_{\mathrm{L,u}}(z)z\mathrm{d}z\right]\right.$$
$$\left.+\int_0^{\infty}p_{\mathrm{N}}(z)\ell_{\mathrm{N,u}}(z)z\mathrm{d}z\right).$$

推论 6.2. $s = -ju$ 处的干扰的拉普拉斯变换 I_{b} 为

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b}}|R_{\mathrm{o}}}(-ju) = R_{\mathrm{b}}(R_{\mathrm{o}},u)e^{j\Theta_{\mathrm{b}}(R_{\mathrm{o}},u)} \quad \text{其中} \quad (33)$$
$$R_{\mathrm{b}}(r,u) = R_{\mathrm{b,L}}(r,u)\times R_{\mathrm{b,N}}(r,u), \quad (34)$$
$$\Theta_{\mathrm{b}}(r,u) = \Theta_{\mathrm{b,L}}(r,u) + \Theta_{\mathrm{b,N}}(r,u), \quad (35)$$
$$R_{\mathrm{b,L}}(r,u) = e^{-2\pi\sum_{i=1}^{4}\int_r^{\infty}\lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\mathrm{p}_i(1-\cos(uP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(z)))z\mathrm{d}z}$$
$$\Theta_{\mathrm{b,L}}(r,u) = 2\pi\textstyle\sum_{i=1}^{4}\int_r^{\infty}\lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\mathrm{p}_i\sin\left(uP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(z)\right)z\mathrm{d}z$$
$$R_{\mathrm{b,\ N}}(r,\ u) = e^{-2\pi\sum_{i=1}^{4}\int_0^{\infty}\lambda_{\mathrm{N,\ b}}(z)\mathrm{p}_i(1-\cos(uP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{N,\ u}}(z)))z\mathrm{d}z}$$

$$\Theta_{\mathrm{b,N}}(r,u) = 2\pi\textstyle\sum_{i=1}^{4}\int_0^{\infty}\lambda_{\mathrm{N,b}}(z)\mathrm{p}_i\sin\left(uP_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{N,u}}(z)\right)z\mathrm{d}z.$$

VI. 覆盖分析

借助来自基站和散射体的干扰的拉普拉斯变换，我们现在给出以下定理中的典型用户设备的覆盖概率（证明见附录 F）。

定理 7. 典型用户设备的覆盖概率 $\mathrm{p_c}(\tau)$ 为

$$\mathrm{p_c}(\tau) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\int_{r=0}^{\infty}\int_{u=0}^{\infty}\mathrm{Im}\left[e^{-ju\mathcal{S}(r)+ju\tau N_{\mathrm{o}}}\right.$$
$$\left.\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b}}|R_{\mathrm{o}}=r}(-ju\tau)\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(-ju\tau)\right]\frac{\mathrm{d}u}{u}f_{R_{\mathrm{o}}}(r)\mathrm{d}r. \quad (36)$$

分别利用定理 7 中两种方法对应的推论 2.1 和推论 4.1 所得的 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,}}}(-ju\tau)$ 和 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,M}}}(-ju\tau)$ 的值，然后提取虚部并对 R_{o} 求平均，可得

两种方法的覆盖概率（CP）如以下两个引理所示。

引理 2. 在独立同分布的散射体入射功率近似下，考虑基站和散射体造成的干扰时，太赫兹网络中典型用户设备的覆盖概率为

$$\mathrm{p_{c,I}}(\tau)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_{r=0}^{\infty}\int_{u=0}^{\infty}R_{\mathrm{b}}(r,\tau u)R_{\mathrm{s,I}}(\tau u)\sin\left(u\mathcal{S}(r)-(\Theta_{\mathrm{s,I}}(\tau u)+\Theta_{\mathrm{b}}(r,\tau u)+u\tau N_{\mathrm{o}})\right)\frac{\mathrm{d}u}{u}f_{R_{\mathrm{o}}}(r)\mathrm{d}r,$$

其中，$R_{\mathrm{s,I}}(u)$、$\Theta_{\mathrm{s,I}}(u)$、$R_{\mathrm{b}}(r,u)$ 和 $\Theta_{\mathrm{b}}(r,u)$ 分别见推论 2.1、式 (34) 和式 (35)。

引理 3. 在平均散射体入射功率近似下，考虑基站和散射体造成的干扰时，太赫兹网络中典型用户设备的覆盖概率为

$$\mathrm{p_{c,M}}(\tau)=\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}\int_{u=0}^{\infty}\frac{1}{u}\mathbb{E}_{R_{\mathrm{o}}}\left[H(R_{\mathrm{o}},\tau u)\sin\left(u\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})-\Theta(R_{\mathrm{o}},\tau u)-u\tau N_{\mathrm{o}}\right)\right]\mathrm{d}u,$$

其中

$$H(R_{\mathrm{o}},\tau u)=e^{-2\pi\sum_{i=1}^{4}\int_{R_{\mathrm{o}}}^{\infty}\lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\mathrm{p}_i(1-\cos(u\tau P_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(z)))z\mathrm{d}z}\times e^{-2\pi\sum_{i=1}^{4}\int_{0}^{\infty}\lambda_{\mathrm{N,b}}(z)\mathrm{p}_i(1-\cos(u\tau P_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{N,u}}(z)))z\mathrm{d}z}\times e^{-\sum_{i=1}^{2}2\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{0}^{\infty}\int_{0}^{\pi}\left(1-\cos\left(u\tau S^2m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(\sin t)\right)\right)x e^{-\beta x}\mathrm{d}t\mathrm{d}x}\times e^{-\sum_{i=1}^{2}2\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}\lambda_{\mathrm{s}}\int_{0}^{\infty}\int_{0}^{\pi}\left(1-\cos\left(u\tau S^2m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{N,u}}(x)h(\sin t)\right)\right)x(1-e^{-\beta x})\mathrm{d}t\mathrm{d}x}$$

$$\Theta(R_{\mathrm{o}},\tau u)=2\pi\sum_{i=1}^{4}\int_{R_{\mathrm{o}}}^{\infty}\lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\mathrm{p}_i\left(\sin\left(u\tau P_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(z)\right)\right)z\mathrm{d}z+2\pi\sum_{i=1}^{4}\int_{0}^{\infty}\lambda_{\mathrm{N,b}}(z)\mathrm{p}_i\sin\left(u\tau P_{\mathrm{t}}\mathrm{G}_i\ell_{\mathrm{N,u}}(z)\right)z\mathrm{d}z+\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}2\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\left(\int_{0}^{\pi}\sin\left(u\tau S^2m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(\sin t)\right)\mathrm{d}t\right)x e^{-\beta x}\mathrm{d}x+\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p}_{\mathrm{r},i}2\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\left(\int_{0}^{\pi}\sin\left(u\tau S^2m_{\mathrm{o}}\mathrm{G}_{\mathrm{r},i}\ell_{\mathrm{N,u}}(x)h(\sin t)\right)\mathrm{d}t\right)x(1-e^{-\beta x})\mathrm{d}x.$$

A. 平均信干噪比

现在给出典型用户设备处的平均信干噪比。我们采用辅助变量技巧，考虑一个与信干噪比独立且服从单位均值指数分布的随机变量 F。因此，由于这两个随机变量相互独立，我们有

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left[\mathrm{SINR}\right]&=\mathbb{E}\left[F\cdot\mathrm{SINR}\right]\\&=\int\mathbb{P}\left[F\cdot\mathrm{SINR}>\tau\right]\mathrm{d}\tau=\int_{\tau=0}^{\infty}\mathbb{P}\left[\frac{F\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}{I_{\mathrm{b}}+I_{\mathrm{s}}+N_{\mathrm{o}}}>\tau\right]\mathrm{d}\tau\\&=\int_{0}^{\infty}\mathbb{E}\left[\exp\left(-\frac{\tau}{\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}\left(I_{\mathrm{b}}+I_{\mathrm{s}}+N_{\mathrm{o}}\right)\right)\right]\mathrm{d}\tau\\&=\int_{0}^{\infty}\mathbb{E}_{R_{\mathrm{o}}}\left[\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b}}|R_{\mathrm{o}}}\left(\frac{\tau}{\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}\right)\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}\left(\frac{\tau}{\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}\right)e^{-\frac{\tau N_{\mathrm{o}}}{\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}}\right]\mathrm{d}\tau.\end{aligned}$$

现在利用基站和散射体干扰的拉普拉斯变换，得到平均信干噪比。

B. 信号与散射体干扰加噪声比（SSIR）

为了突出散射体干扰的影响，我们定义 SSIR $=\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})/(I_{\mathrm{s}}+N_{\mathrm{o}})$，其中 $\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})$ 在式 (5) 中给出，而 I_{s} 是散射体干扰。我们推导出典型用户设备处的 SSIR 大于某一阈值的概率，即

$$\tilde{\mathrm{p}}_{\mathrm{c}}(\tau)=\mathbb{P}\left[\mathrm{SSIR}>\tau\right]. \tag{37}$$

引理 4。典型用户设备处的 SSIR 互补累积分布函数 $\tilde{\mathrm{p}}_{\mathrm{c}}(\tau)$ 可表示为 $\tilde{\mathrm{p}}_{\mathrm{c}}(\tau)=1/2-(1/\pi)\int_{r=0}^{\infty}\int_{u=0}^{\infty}\mathrm{Im}\left[e^{-ju\mathcal{S}(r)+ju\tau N_{\mathrm{o}}}\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(-ju\tau)\right](\mathrm{d}u/u)f_{R_{\mathrm{o}}}(r)\mathrm{d}r.$ (38)

C. CP 速率与平均遍历速率

RC 定义为瞬时速率超过某个阈值 ρ 的概率。典型用户设备的瞬时速率为 $B\log_2(1+\text{信干噪比})$，其中 B 表示典型用户设备可用的带宽。基站的平均负载为 $A_{\mathrm{L}}\lambda_{\mathrm{u}}/\lambda_{\mathrm{b}}$，其中 $A_{\mathrm{L}}\lambda_{\mathrm{u}}$ 表示关联用户密度。请注意，典型用户设备的服务基站平均负载更大，因为用户设备更有可能位于面积较大的小区中。因此，服务基站上的平均负载为 $N\approx 1+1.28\,A_{\mathrm{L}}\lambda_{\mathrm{u}}/\lambda_{\mathrm{b}}$，其中因子 1.28 用于考虑面积偏差 [40]。假设总带宽 W 由基站服务的用户设备均分，则人均带宽为 $B=W/N$，

定理 8。速率 CP $\mathrm{p_R}(\rho)$、平均遍历速率 $\mathcal{R}$ 和区域频谱效率 $\mathcal{A}$ 分别表示为

$$\mathrm{p_R}(\rho)=\mathrm{p_c}(2^{\rho/B}-1),\overline{\mathcal{R}}=\frac{B}{\ln 2}\int_{0}^{\infty}\frac{\mathrm{p_c}(\tau)}{\tau+1}\mathrm{d}\tau,\mathcal{A}=\frac{\lambda_{\mathrm{b}}\overline{\mathcal{R}}}{B}.$$

证明。第一个表达式由 RC 和 CP 的定义可得，因为 $B\log_2(1+\text{信干噪比})>\rho\implies$信干噪比 $>2^{\rho/B}-1$。第二个表达式由恒等式$\mathbb{E}[X]=\int_0^\infty\mathbb{P}\left[X>x\right]\mathrm{d}x$ applied to $X=\log_2(1+$信干噪比$)$并代入 $\tau=2^x-1$得到。第三个表达式由定义 [41]得到。 □

VII. 数值结果

现在，我们通过评估分析表达式开展数值研究，以深入了解太赫兹网络。除非另有说明，所有参数均采用表 III 中列出的默认值。为验证分析结果和各种近似，我们进行了大量蒙特卡洛仿真，并纳入了不同散射体之间散射功率的相关性。在每次迭代中，我们生成两个泊松点过程，以模拟基站和散射体的空间分布。每条链路（基站–散射体、散射体–用户设备或基站–用户设备）的阻塞状态，均使用成功概率为 $p_{\mathrm{L}}(x)=e^{-\beta x}$ 的伯努利随机变量确定，其中 x 是两点之间的距离。散射体的方向在 $(0,\ \pi)$ 范围内随机生成。对于每个散射体，我们根据其方向以及基站相对于该散射体的角位置，计算来自基站的入射角。类似地，计算散射角时会考虑散射体的方向以及用户设备相对于该散射体的角位置

表 III 关键参数及其默认值。

参数	取值
载波频率 f_c 和总带宽 W	0.3 太赫兹，500 兆赫
分子吸收系数κ_f	0.001 m^{-1}
基站密度 λ_b	10^{-4} 基站/m^2
遮挡参数 β	0。02 m^{-1}
基站和用户设备的主瓣增益 $G_{m,t}=G_{m,r}$	25 dB
基站和用户设备的旁瓣增益 $G_{s,t}=G_{s,r}$	0 dB
散射体密度 λ_s	1 个散射体/m^2
散射系数 S	0.5（粗糙表面）
基站和用户设备的主瓣波束宽度 γ_q	30°
$W=500$ 兆赫的热噪声 N_o	-77 dBm
用户设备密度 λ_u	10^{-3} 用户设备/m^2
视距和非视距的路径损耗指数 α_L, α_N	分别为 2 和 3
非视距反射损耗 ξ	0。1 (-10分贝)
散射剖面 $h(\cdot)$	$h(\cos\psi_x)=$余弦 $\psi_x/2$
有效频谱效率面积 A_s	10^{-2} m^2
SINR阈值 τ	20 dB
发射功率 P_t	30 dBm

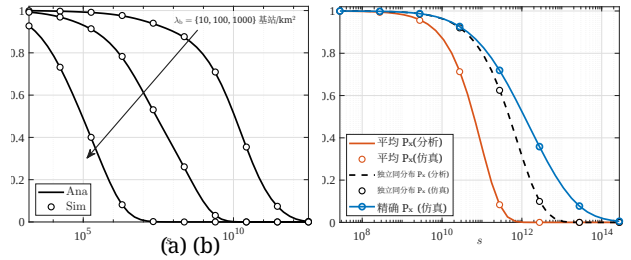


图4. 典型散射体上入射功率 P_{x_o}（a）和散射体干扰（b）的拉普拉斯变换的分析结果与仿真结果。

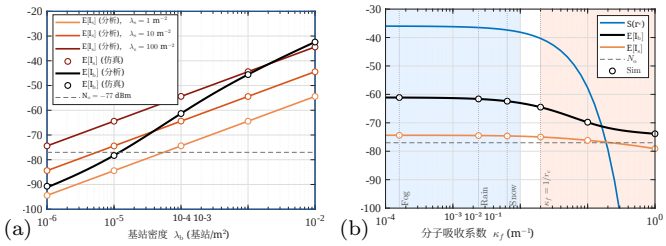


图5.（a）平均散射体干扰 $\mathbb{E}[I_s]$、 $\lambda_s \in \{1,10,100\}$ SE/m^2, 平均基站干扰 $\mathbb{E}[I_b]$ 以及噪声 N_o 随基站密度的变化。（b）在典型小区半径 $r_e=1/(2\sqrt{\lambda_b})$ 处，服务基站的接收功率 $\mathcal{S}(r_e)$ 以及 $\mathbb{E}[I_s]$、$\mathbb{E}[I_b]$随分子吸收系数κ_f的变化。

。根据基站天线主瓣和旁瓣的概率，为每个散射体和用户设备分配来自各基站的接收增益。随后，确定来自所有基站（位于散射体与用户设备同侧）的入射功率。接着，将散射体产生的散射功率分配至各个方向，并据此计算典型用户设备接收的干扰功率。期望信号功率取自最近的视距基站。然后，计算用户设备从所有视距和非视距基站接收的干扰功率。最后，根据期望信号功率、基站干扰、散射体干扰和噪声，计算用户设备处的信干噪比。

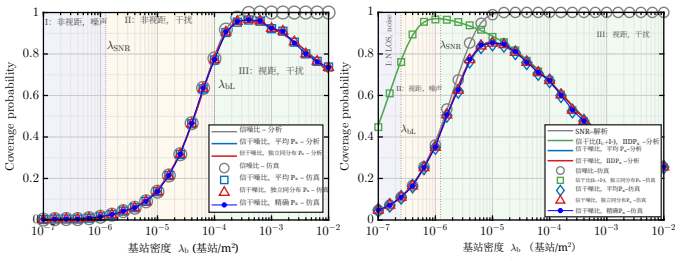
1）散射干扰的分布：在图 4(a) 中，我们展示了不同基站密度下典型散射体处入射功率的拉普拉斯变换（来自定理 1），基站密度约为 $\lambda_b=\beta^2/4=100$ 基站/km^2。解析结果与蒙特卡洛仿真高度吻合。随着 λ_b 增大，拉普拉斯变换减小，这是因为更密集的网络会使更多功率落在典型散射体处。在图 4(b) 中，我们展示了典型用户设备处散射体干扰的拉普拉斯变换，以及通过两种近似方法得到的解析取值。可以看出，与均值 P_x 近似相比，独立同分布（IID） P_x 近似给出了更准确的取值，因为将 P_x 替换为其均值 m_o 会降低干扰的方差。此外，两种近似都忽略了相关性，因此低估了 I_s 的分布范围。两种近似都准确保留了由定理5给出的均值 $\mathbb{E}[I_s]$，这可以从 $s\to 0$ 处的斜率看出。

2）基站密度和大气对 I_s 的影响：图5(a)展示了平均散射干扰 $\mathbb{E}[I_s]$ 随基站密度的变化，同时给出了平均基站干扰 $\mathbb{E}[I_b]$ 和噪声底 N_o。由于 $\mathbb{E}[I_s]$ 关于 λ_b 和 λ_s 呈线性关系（定理 5），三条散射体曲线均为直线，表明其随 λ_b 线性增长。由于双重路径损耗效应 [20]，，基站干扰 $\mathbb{E}[I_b]$ 随 λ_b 超线性增长，因为密集化会使更多链路转为视距链路。在密集部署中，散射体干扰相对于噪声变得显著。图5(b)中，我们绘制了在 0.2 THz [13] 下三种天气条件对应的平均散射干扰：

1）能见度为 100 m 的雾天条件： $\kappa_f=0.00016\mathrm{m}^{-1}$; 2）降雨量为 20 mm/hr 的雨天条件： $\kappa_f=0.0024$ m^{-1}; 3）降雪速率为 100 mm/hr、能见度为 770 m 的降雪条件： $\kappa_f=0.0064$ m^{-1}。

我们还绘制了平均基站干扰，以及来自服务基站的接收功率 $\mathcal{S}(r_e)$，其中服务基站位于典型小区半径$r_e=1/(2\sqrt{\lambda_b})$处，以展示大气吸收如何影响服务链路和两种干扰。在此，我们考虑基站密度为 $\lambda_b=\beta^2/4$，使得典型小区半径等于视距范围 $1/\beta=50$m。从覆盖角度来看，通常更倾向于采用这样的密度，因为平均而言，这对应于仅有一个视距基站，其余干扰基站均为非视距基站 [20]。吸收系数仅通过 $e^{-\kappa_f z}$影响每条链路，其中 z 为链路长度。从图 5(b) 中可以观察到，对于较低的κ_f 取值（即 $\kappa_f \ll 1/r_e$），服务链路和主导干扰链路不受分子吸收影响。然而，当 $\kappa_f \gtrsim 1/r_e$时，吸收开始产生影响。尽管它会降低服务信号、散射干扰和基站干扰这三者，但降低程度存在显著差异。可以观察到，期望信号下降最快，其次是基站干扰，而对散射体干扰的影响最小。在 $\kappa_f=0.1$ m^{-1}处，期望信号、基站干扰和散射体干扰分别下降 22、11 和 5 dB。由于大气吸收衰减对期望信号的影响大于对干扰的影响，因此不能依靠它来抑制散射体干扰或基站干扰。

3) 加密的影响与密集化区域：图6展示了两种阻塞环境下， $\tau=20$ dB时覆盖概率随基站密度 λ_b 的变化。图 6(a)考虑的是阻塞严重的环境，其中 $\beta=0.02$ m^{-1}，视距范围为 $1/\beta=50$ m；图 6(b)则考虑



(a) $\beta = 0.02$ 米$^{-1}$: $\lambda_{SNR} < \lambda_{bL}$ (b) $\beta = 0.001\ \mathrm{m}^{-1}$: $\lambda_{bL} < \lambda_{SNR}$

图 6 λ_b $\tau = 20$ $\beta =$ 。在 λ_{bL} 0.02 $^{-1}$ $\beta = 0.001$ $^{-1}$ dB 下，(a) m 和 (b) m 时覆盖概率随基站密度的变化。两个临界密度值和 λ_{SNR} 决定了每条曲线及密集化区域的形状。在 λ_{SNR} 时，服务链路克服噪声的影响；在 λ_{bL} 时，干扰基站开始变为视距链路。

开放环境，其中 $\beta = 0.001\ \mathrm{m}^{-1}$，视距范围为 $1/\beta = 1000$ m。两幅图还展示了两种 P_x 近似下的信噪比覆盖和 SINR 覆盖。图6(b)还展示了信干比覆盖，以单独考察干扰的影响。定义 $\lambda_{SNR} = 1/(4r_{cov}^2)$，其中 r_{cov} 为信噪比达到阈值 τ时的距离，即(5)中的 $\mathcal{S}(r_{cov}) = \tau N_o$。因此， λ_{SNR} 表示平均服务链路足够短、使接收信号能够克服噪声的密度； $\lambda_b < \lambda_{SNR}$ 则表示噪声受限区域。此外，定义 $\lambda_{bL} = \beta^2/4$，使典型小区平均半径等于视距范围，即 $r_e = 1/\beta$。因此，当 $\lambda_b \ll \lambda_{bL}$ 时，所有链路均为非视距；而当 $\lambda_b \gg \lambda_{bL}$ 时，所有链路（包括服务链路）在概率意义上通常均为视距。在$\lambda_b \approx \lambda_{bL}$附近，服务链路通常为视距，而其余干扰链路很可能为非视距。在无噪声时，覆盖率在略高于 λ_{bL}处达到峰值，此时几乎总能找到一个视距服务基站；当基站密度高于或低于该值时，覆盖率都会下降 [20]。现在，随着网络密集化，有效覆盖受到两个因素的共同影响，即信噪比趋势和信干噪比趋势，其特征由两个临界密度值 λ_{SNR} 和 λ_{bL}决定。注意，密集环境下$\lambda_{SNR} = 1.2$基站/km^2，，而开放环境下 $\lambda_{bL} = 100$ 基站/km^2。因此，图 6(a)中 $\lambda_{SNR} < \lambda_{bL}$ ，图 6(b)中 $\lambda_{bL} < \lambda_{SNR}$ 。在两个子图中，覆盖均经历标记为 I、II 和 III 的三个区域，其中中间区域在两个子图中有所不同。在区域 I，即使没有干扰，服务链路也无法克服噪声，因此覆盖概率较低。在图 6(a)中，区域 II 的服务信号能够克服噪声，而干扰基站仍大多为非视距。因此，随着网络密集化，越来越多的用户设备能够找到视距服务基站，覆盖概率随之急剧上升。在区域 III，干扰基站也转为视距，其总功率增长速度超过服务信号。因此，覆盖率在略高于 λ_{bL}的最优密度之后开始下降。在图 6(b)中，区域 II 的干扰基站转为视距，而服务链路仍受噪声限制。然而，

该区域内的信干比覆盖仍在上升，因为更多用户设备能够找到视距服务基站，并在 λ_{SNR} 附近达到峰值。在区域 III 中，信干比覆盖下降，而信噪比覆盖仍在上升；覆盖概率在高于 λ_{SNR}的位置达到峰值。该峰值低于图 6(a) 中的峰值，因为在

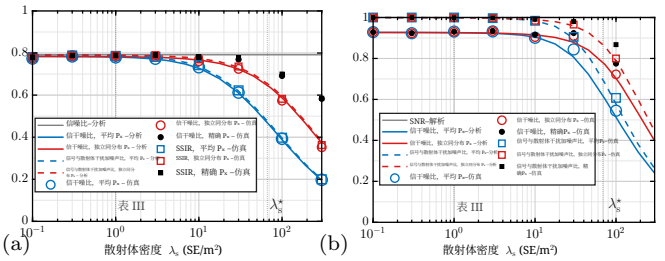


图 7. 在 $\tau = 20$ dB 下，CP $\mathrm{p_c}$ （实线）和 SSIR 互补累积分布函数 $\bar{}\mathrm{p_c}$ （虚线）随散射体密度 λ_s 的变化，其中（a） $\lambda_b = 10^{-4}$ 以及（b） 10^{-3} 基站/m^2。临界密度 $\lambda_s^\star$是使 $\tau\mathbb{E}[I_s] = \mathcal{S}(r_e)$成立时的密度。

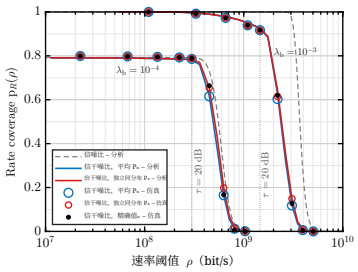


图8. 在 $\lambda_b = 10^{-4}$ 和10^{-3} 基站/m^2, 、每用户带宽为 $\underline{B} = W/N$时，RC $\mathrm{p_R}(\rho)$随速率阈值 ρ 的变化。

服务链路克服噪声之前，干扰基站已处于视距状态。因此，最优密度在密集环境中由阻塞决定，在开放环境中则由链路预算决定。超过最优值后，开放环境中的覆盖下降更快，因为在更大的视距范围内，几乎所有干扰源对用户设备都可见；而密集环境中的下降较缓，因为遮挡物持续屏蔽了大多数干扰源。此外，信噪比曲线单调上升并趋于饱和，而信干噪比曲线在超过两个临界密度中较大的那个之后便与之分离。因此，只有超过这一密度后，干扰才会影响覆盖。在图6(b)中，区域 II 内的信干比曲线明显高于信干噪比曲线，因为此时噪声仍限制着大多数用户设备。超过最优值后，信干比曲线与信干噪比曲线合并，此时覆盖仅由干扰决定。因此，图6(a)和图6(b)均揭示了不同的致密化区间。尤其是，两者的中间区域有所不同。由于这两个密度均由系统参数决定，因此无需计算任何覆盖曲线，即可根据它们的大小顺序判断部署所处的区间。在两个子图中，均值和独立同分布 P_x 近似与精确仿真无法区分，这验证了本文所考虑的近似方法。

4) 频谱效率密度的影响：图 7 通过改变散射体密度 λ_s，在 (a) 中固定基站密度为 $\lambda_b = 10^{-4}$ BS/m^2，在 (b) 中固定为 10^{-3} BS/m^2，单独考察散射的影响，以展示仅由散射体干扰引起的变化。在 (a) 中，信干噪比和信号与散射体干扰加噪声比曲线几乎重合，因为在此密度下，中断主要由缺少视距服务基站造成，而基站干扰对中断的贡献可以忽略。在图 7(b) 中，基站干扰对中断有显著影响，因此在整个取值范围内，信干噪比曲线都低于信号与散射体干扰加噪声比曲线。我们将临界密度 $\lambda_s^\star$定义为 $\tau\mathbb{E}[I_s] = \mathcal{S}(r_e)$，即信号与

典型小区边缘处的信号 $r_e = 1/(2\sqrt{\lambda_\mathrm{b}})$ 与平均散射体干扰之比等于 τ 时的密度，该值可利用 (5) 和定理5 以闭式形式计算。对于表 III 中的参数，$\lambda_\mathrm{s}^\star \approx 67$散射体密度/$\mathrm{m}^2$。请注意，由于 $\mathbb{E}[I_\mathrm{s}]$ 和 $\mathcal{S}(r_e)$ 均随 λ_b 线性增长，因此 $\lambda_\mathrm{s}^\star$ 几乎不受 λ_b 影响。我们可以观察到，当散射体密度与 $\lambda_\mathrm{s}^\star$ 相当时，覆盖开始下降。此时散射体覆盖了面积的 $\lambda_\mathrm{s}^\star A_\mathrm{s} \approx 0.7$。这表明，在杂乱程度很高的环境中，分析时必须考虑散射干扰。在 λ_s 非常大时，精确的 $P_\mathbf{x}$ 仿真结果高于两种近似结果，因此该情况下的分析是保守的。

5）速率覆盖：图8展示了 RC $\mathrm{p_R}(\rho)$ 随速率阈值 ρ 的变化。两组曲线分别对应 $\lambda_\mathrm{b} = 10^{-4}$ 和 10^{-3} 基站/m^2, ，其人均带宽分别为 $B = 44.9$ 和 219。3 兆赫。对于较小的 ρ，RC 为常数，等于用户设备获得服务的概率，该概率由视距可用性决定。随着 ρ 增大，RC 会在由人均带宽决定的 ρ 处下降，这是因为速率 $B\log_2(1+$信干噪比$)$ 与 B 成正比，但随信干噪比变化缓慢。因此，密集化主要通过增加每位用户可用的带宽来提高速率。

VIII. 结论

本文分析了存在遮挡物、散射体、定向天线和分子吸收时太赫兹网络的覆盖。我们将基站和散射体建模为泊松点过程，将遮挡物建模为布尔模型，并考虑了天线旁瓣以及散射体的随机朝向。我们推导了散射体和基站所产生干扰的拉普拉斯变换，并据此得到了覆盖概率、平均信干噪比、速率覆盖率和区域频谱效率。我们通过蒙特卡洛仿真验证了分析结果，该仿真保留了不同散射体间入射功率的相关性。研究结果表明，网络设计可归结为由系统参数决定的少数几个量。我们通过两个临界基站密度确定了网络的致密化区间，并指出覆盖率与密集化关系曲线的形状以及最优基站密度取决于这两个密度。一个以闭式形式求得的临界散射体密度标示出必须考虑散射的临界点。它几乎不受基站密度影响，且对应于散射体覆盖相当大比例的区域，因此在杂乱程度较高的室内部署中必须对散射进行建模。速率覆盖率表明，可达速率受视距链路可用性和每用户带宽限制，而非受信干噪比限制，因此密集化可通过带宽复用提升速率。

附录

A. 定理 3 的证明

$$\mathbb{E}[P_{\mathbf{x}_\mathrm{o}}] = \mathbb{E}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi^+_{\mathrm{L,b}}} P_\mathrm{t} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i})\ell_{\mathrm{L,s}}(\|\mathbf{z}_i\|)\cos(\theta_{\mathbf{z}_i}) + \sum\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi^+_{\mathrm{N,b}}} P_\mathrm{t} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{z}_i})\ell_{\mathrm{N,s}}(\|\mathbf{z}_i\|)\cos(\theta_{\mathbf{z}_i})\right].$$

令 $\Phi = \{(\mathbf{z}_i,\ \phi_{\mathbf{z}_i})\colon \mathbf{z}_i \in \Phi_\mathrm{b}\}$ 为一个标记泊松点过程，其底层点过程 Φ_b 为泊松点过程。由式（13）替换 $\beta_{\mathbf{z}_i}$，可得

$$\mathbb{E}[P_{\mathbf{x}_\mathrm{o}}] = \mathbb{E}\left[\sum\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi^+_{\mathrm{L,b}}} P_\mathrm{t} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta_{\mathbf{z}_i},\phi_{\mathbf{z}_i}))\ell_{\mathrm{L,s}}(\|\mathbf{z}_i\|)\cos(\theta_{\mathbf{z}_i}) + \sum\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi^+_{\mathrm{N,b}}} P_\mathrm{t} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta_{\mathbf{z}_i},\phi_{\mathbf{z}_i}))\ell_{\mathrm{N,s}}(\|\mathbf{z}_i\|)\cos(\theta_{\mathbf{z}_i})\right].$$

这里，$\phi_{\mathbf{z}_i}$ 是相应点过程的标记。我们利用坎贝尔定理推导视距基站产生的平均入射功率，得到

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[P_{\mathbf{x}_\mathrm{o},\mathrm{L}}] &= (P_\mathrm{t}/(2\pi))\int_{\theta_t=-\pi/2}^{\pi/2}\int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{2\pi}\int_0^\infty \lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\ell_{\mathrm{L,s}}(z)\\ &\times g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta,\phi_\mathrm{t}))z\mathrm{d}z\mathrm{d}\phi_\mathrm{t}\cos(\theta_t)\mathrm{d}\theta_t\\ &\overset{(a)}{=} (P_\mathrm{t}/(2\pi))\int_{\delta=0}^{\pi/2}\int_0^\infty \lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\ell_{\mathrm{L,s}}(z)\left(\int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{2\pi} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta,\phi_\mathrm{t}))\mathrm{d}\phi_\mathrm{t}\right)\\ &\times z\mathrm{d}z\sin(\delta)\mathrm{d}\delta + (P_\mathrm{t}/(2\pi))\int_{\delta=\pi/2}^{\pi}\int_0^\infty \lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\ell_{\mathrm{L,s}}(z)\times\\ &\left(\int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{2\pi} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta,\phi_\mathrm{t}))\mathrm{d}\phi_\mathrm{t}\right)z\mathrm{d}z\sin(\delta)\mathrm{d}\delta,\end{aligned}$$

其中，步骤（a）通过替换 θ_t 得到。在接下来的步中，我们求解积分 $g_\mathrm{t}(\beta(\delta,\ \phi_\mathrm{t}))$，得到

$$\int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{2\pi} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta,\phi_\mathrm{t}))\mathrm{d}\phi_\mathrm{t} = \int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{2\pi} g_\mathrm{t}(\pi-\delta+\phi_\mathrm{t})\mathrm{d}\phi_\mathrm{t}.$$

根据 (2)，对于 $|\beta(\delta,\phi_\mathrm{t})| \le \gamma_\mathrm{t}/2$, $g_\mathrm{t}(\beta(\delta,\phi_\mathrm{t})) = \mathrm{G_{m,t}}$。因此，对于 $-\gamma_\mathrm{t}/2 \le (\pi-\delta+\phi_\mathrm{t}) \le \gamma_\mathrm{t}/2$, $g_\mathrm{t}(\beta(\delta,\phi_\mathrm{t})) = \mathrm{G_{m,t}}$，否则 $\mathrm{G_{s,t}}$。

$$\begin{aligned}&\int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{2\pi} g_\mathrm{t}(\widetilde{\beta}(\delta,\phi_\mathrm{t}))\mathrm{d}\phi_\mathrm{t} = \int_{\phi_\mathrm{t}=-\pi+\delta-\gamma_\mathrm{t}/2}^{-\pi+\delta+\gamma_\mathrm{t}/2}\mathrm{G_{m,t}}\mathrm{d}\phi_\mathrm{t}\\ &+\int_{\phi_\mathrm{t}=0}^{-\pi+\delta-\gamma_\mathrm{t}/2}\mathrm{G_{s,t}}\mathrm{d}\phi_\mathrm{t} + \int_{\phi_\mathrm{t}=-\pi+\delta+\gamma_\mathrm{t}/2}^{2\pi}\mathrm{G_{s,t}}\mathrm{d}\phi_\mathrm{t}\\ &= \mathrm{G_{m,t}}\gamma_\mathrm{t} + \mathrm{G_{s,t}}(2\pi-\gamma_\mathrm{t}).\end{aligned} \tag{39}$$

同样，我们可以检查 $\beta(\delta,\phi_\mathrm{t})$ 的其他情况。因此，来自视距基站的典型散射体的平均入射功率为

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[P_{\mathbf{x}_\mathrm{o},\mathrm{L}}] &= \frac{P_\mathrm{t}(\mathrm{G_{m,t}}\gamma_\mathrm{t}+\mathrm{G_{s,t}}(2\pi-\gamma_\mathrm{t}))}{2\pi}\int_0^\infty \lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\ell_{\mathrm{L,s}}(z)z\mathrm{d}z\\ &+ \frac{P_\mathrm{t}(\mathrm{G_{m,t}}\gamma_\mathrm{t}+\mathrm{G_{s,t}}(2\pi-\gamma_\mathrm{t}))}{2\pi}\int_0^\infty \lambda_{\mathrm{L,b}}(z)\ell_{\mathrm{L,s}}(z)z\mathrm{d}z.\end{aligned}$$

类似地，我们求得 $P_{\mathbf{x}_\mathrm{o},\mathrm{N}}$ 的平均值。

B. 定理 4 的证明

The LT of $I_{\mathrm{s,M}}$ is $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,M}}}(s) = \mathbb{E}[\exp(-sI_{\mathrm{s,M}})]$

$$\begin{aligned}&= \mathbb{E}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_\mathrm{s}}\exp\left(-sS^2 m_\mathrm{o} g_\mathrm{r}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\kappa_{\mathbf{x}_i\mathbf{u}},\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos\psi_{\mathbf{x}_i})\right)\right]\\ &= \prod\nolimits_{\kappa\in\{\mathrm{L,N}\}}\mathbb{E}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\kappa,\mathrm{s}}} e^{-sS^2 m_\mathrm{o} g_\mathrm{r}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\kappa,\mathrm{u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos\psi_{\mathbf{x}_i})}\right].\end{aligned}$$

第一项表示视距频谱效率，定义为 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(s) =$

$$\begin{aligned}&\mathbb{E}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}_i\in\Phi_{\mathrm{L,s}}}\exp\left(-sS^2 m_\mathrm{o} g_\mathrm{r}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}_i})\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{x}_i\|)h(\cos(\psi_{\mathbf{x}_i}))\right)\right]\\ &\overset{(a)}{=}\exp\Big(-\lambda_\mathrm{s}\int_{x=0}^\infty\int_{\Omega=0}^{2\pi}(1\\ &-\mathbb{E}_{\omega_\mathbf{x}}\left[e^{-sS^2 m_\mathrm{o} g_\mathrm{r}(\widetilde{\beta}_\mathbf{x})\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(\cos\psi_\mathbf{x})}\right]\Big)e^{-\beta x}x\mathrm{d}x\mathrm{d}\Omega\Big),\end{aligned}$$

其中，(a) 是由 $\Phi_{\mathrm{L,s}}$ 的概率生成泛函得出的。现在，根据式 (14) 和命题 2，我们有

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(s) = \exp\Big(-\lambda_\mathrm{s}\int_{x=0}^\infty\int_{\Omega=0}^{2\pi}\int_{y=0}^1$$

$$\left(1-e^{-sS^2m_{\mathrm{o}}g_{\mathrm{r}}(\widetilde{\beta}_{\mathbf{x}})\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(y)}\right)e^{-\beta x}v(y)x\mathrm{d}y\mathrm{d}x\mathrm{d}\Omega\Big).$$

~现在，注意到 $\beta_{\mathbf{x}}=\phi_{\mathbf{u}}-\Omega_{\mathbf{x}}=-\Omega_{\mathbf{x}}$，我们得到

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,M}}}(s)=\exp\Big(-\sum_{i=1}^{2}\mathrm{p_{r},}_i\lambda_{\mathrm{s}}\int_{x=0}^{\infty}\int_{\Omega=0}^{2\pi}\int_{y=0}^{1}\left(1-e^{-sS^2m_{\mathrm{o}}\mathrm{G_{r},}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(y)}\right)e^{-\beta x}v(y)x\mathrm{d}y\mathrm{d}x\mathrm{d}\Omega\Big).$$

非视距散射体的证明类似。

C. $\psi_{\mathbf{x}}$ 与 $\Omega_{\mathbf{x}}$之间的关系

散射角 $\psi_{\mathbf{x}}$ 可能因散射体的角位置 ($\Omega_{\mathbf{x}}$) 和随机朝向 ($\omega_{\mathbf{x}}$) 而取不同值。为了推导 $\psi_{\mathbf{x}}$，我们在图 3(c) 中展示了 $\Omega_{\mathbf{x}}<\pi/2$ 和 $\Omega_{\mathbf{x}}<\omega_{\mathbf{x}}$ 时的情形。在这种情况下，$\psi_{\mathbf{x}}=\pi/2-(\omega_{\mathbf{x}}-\Omega_{\mathbf{x}})$。类似地，我们也可以推导其他情况下的 $\psi_{\mathbf{x}}$，具体如下。

$$\psi_{\mathbf{x}}=\begin{cases}\pi/2-(\Omega_{\mathbf{x}}-\omega_{\mathbf{x}}) & \text{if } \Omega_{\mathbf{x}}>\omega_{\mathbf{x}} \text{ and } 0<\Omega_{\mathbf{x}}<\pi\\ \pi/2-(\omega_{\mathbf{x}}-\Omega_{\mathbf{x}}) & \text{if } \Omega_{\mathbf{x}}<\omega_{\mathbf{x}} \text{ and } 0<\Omega_{\mathbf{x}}<\pi\\ 3\pi/2-(\Omega_{\mathbf{x}}-\omega_{\mathbf{x}}) & \text{if } (\Omega_{\mathbf{x}}-\pi)>\omega_{\mathbf{x}} \text{ and } \pi<\Omega_{\mathbf{x}}<2\pi\\ -\pi/2+(\Omega_{\mathbf{x}}-\omega_{\mathbf{x}}) & \text{if } (\Omega_{\mathbf{x}}-\pi)<\omega_{\mathbf{x}} \text{ and } \pi<\Omega_{\mathbf{x}}<2\pi.\end{cases}$$

D. 定理 6 的证明

The LT of $I_{\mathrm{b,L}}$ is $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{b,L}}|R_{\mathrm{o}}}(s)=\mathbb{E}\left[\exp\left(-sI_{\mathrm{b,L}}\right)|R_{\mathrm{o}}\right]$

$$=\mathbb{E}\left[\exp\left(-s\sum\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi_{\mathrm{L,b}}}P_{\mathrm{t}}g_{\mathbf{z}_i}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{z}_i\|)\right)\right]$$

$$=\mathbb{E}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi_{\mathrm{L,b}}}\exp\left(-sP_{\mathrm{t}}g_{\mathbf{z}_i}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{z}_i\|)\right)\right]$$

$$=\mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{L,b}}}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{z}_i\in\Phi_{\mathrm{L,b}}}\mathbb{E}_{g_{\mathbf{z}_i}|\Phi_{\mathrm{L,b}}}\left[\exp\left(-sP_{\mathrm{t}}g_{\mathbf{z}_i}\ell_{\mathrm{L,u}}(\|\mathbf{z}_i\|)\right)\right]\right].$$

给定 R_{o}，视距干扰源满足 $\|\mathbf{z}_i\|>R_{\mathrm{o}}$。利用 (3) 对 $g_{\mathbf{z}_i}$ 取平均，并应用$\Phi_{\mathrm{L,\ b}}$ 在 $\|\mathbf{z}\|>R_{\mathrm{o}}$上的概率生成泛函，可得视距基站所产生干扰的拉普拉斯变换。类似地，我们可以推导非视距基站所产生干扰的拉普拉斯变换。最后，将这些拉普拉斯变换相乘，即可得到所有基站所产生干扰的拉普拉斯变换。

E. 推论 2.1 的证明

将 $s=-ju$代入定理 2 的视距分量

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,I}}}(-ju)=\exp\Big(-\sum\nolimits_{i=1}^{2}\mathrm{p_{r},}_i2\pi\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{\infty}\int_0^1(1-\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}\left(-juS^2\mathrm{G_{r},}_i\ell_{\mathrm{L,u}}(x)h(y)\right))v(y)xe^{-\beta x}\mathrm{d}y\mathrm{d}x\Big). \quad (40)$$

根据定理 1，$\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(-ju)=\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o,L}}}}(-ju)\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o,N}}}}(-ju)$，其中

$$\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}}(-ju)=\exp\Big(-\lambda_{\mathrm{b}}\int_0^{\infty}\int_0^{\pi}\sum\nolimits_{i=1}^{2}\mathrm{p_{t},}_i\left(1-\exp\left(juP_{\mathrm{t}}\mathrm{G_{t},}_i\ell_{\kappa,\mathrm{s}}(z)\sin(\delta)\right)\right)p_{\kappa}(z)z\mathrm{d}z\mathrm{d}\delta\Big).$$

写出 $e^{jt}=\cos t+j\sin t$，并将实部项和虚部项合并，可得 $\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}}(-ju)=R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}(u)\exp\left(j\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}(u)\right)$，其中 $R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}(u)$ 和 $\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}},\kappa}(u)$ 如式 (18) 和 (19) 所示，因此

$$\mathcal{L}_{P_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}}(-ju)=R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(u)\exp\left(j\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(u)\right). \quad (41)$$

将式 (41) 代入式 (40)，并再次将 $R_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(\cdot)e^{j\Theta_{\mathbf{x}_{\mathrm{o}}}(\cdot)}$ 的实部和虚部分离，可得 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s,L,I}}}(-ju)=R_{\mathrm{s,L,I}}(u)\exp\left(j\Theta_{\mathrm{s,L,I}}(u)\right)$，其中 $R_{\mathrm{s,L,I}}(u)$ 和 $\Theta_{\mathrm{s,L,I}}(u)$ 如式 (16) 和 (17) 所示。对非视距分量应用相同步骤，即完成证明。

F. 定理 7 的证明

From the definition, we have $\mathrm{p_c}(\tau)$

$$=\mathbb{P}\left[\frac{\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}{I_{\mathrm{b}}+I_{\mathrm{s}}+N_{\mathrm{o}}}>\tau\right]=\mathbb{P}\left[\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})>(I_{\mathrm{b}}+I_{\mathrm{s}}+N_{\mathrm{o}})\tau\right].$$

使用 Gil-Pelaez 反演定理 [42] 并对 R_{o}取平均，可得到覆盖概率 CP:

$$\mathrm{p_c}(\tau)=\mathbb{E}_{R_{\mathrm{o}}}\left[\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}\int_{u=0}^{\infty}\mathrm{Im}\left[\mathbb{E}\left[e^{-ju\mathcal{S}'}|R_{\mathrm{o}}\right]e^{ju\tau N_{\mathrm{o}}}\right]\frac{\mathrm{d}u}{u}\right],$$

其中 $\mathcal{S}'=\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})-\tau(I_{\mathrm{b}}+I_{\mathrm{s}})$。注意，

$$\mathbb{E}\left[e^{-ju\mathcal{S}'}|R_{\mathrm{o}}\right]=\mathbb{E}\left[e^{-ju\mathcal{S}(R_{\mathrm{o}})}e^{ju\tau(I_{\mathrm{b}}+I_{\mathrm{s}})}|R_{\mathrm{o}}\right].$$

根据拉普拉斯变换的定义，可得所需结果。

参考文献

[1] K. Dhillon, A. K. Gupta 和 E. Hossain, “存在散射体时太赫兹蜂窝网络的覆盖分析”, 载于 ICC 2023 论文集。IEEE，2023年，第 5831–5836 页。[2] S. Tripathi、N. V. Sabu、A. K. Gupta 和 H. S. Dhillon，“面向 6G 无线通信的毫米波与太赫兹频谱”，载于《6G移动无线网络》。施普林格，2021年，第 83–121 页。[3] T. S. Rappaport、Y. Xing、O. Kanhere、S. Ju、A. Madanayake、S. Mandal、A. Alkhateeb 和 G. C. Trichopoulos，“100吉赫兹以上的无线通信与应用：6G及未来发展的机遇与挑战”，IEEE Access，第 7 卷，第 78 729–78 757 页，2019年。[4] H. Sarieddeen、M.-S. Alouini 和 T. Y. Al-Naffouri，“太赫兹通信信号处理技术概述”，Proc. IEEE，第 109 卷，第 10 期，第 1628–1665 页，2021年10月。[5] C. Chaccour、M. N. Soorki、W. Saad、M. Bennis、P. Popovski 和 M. Debbah，“太赫兹（THz）无线系统的七大定义性特征：通信与感知的协同”，IEEE《通信调查与教程》，第 24 卷，第 2 期，第 967–993 页，2022年。[6] A. Shafie、N. Yang、C. Han、J. M. Jornet、M. Juntti 和 T. Kürner，“面向 6G 及未来无线网络的太赫兹通信：挑战、关键进展与机遇”，IEEE Netw.，第 37 卷，第 3 期，第 162–169 页，2023年5月。[7] W. Jiang 等，“面向 6G 及未来发展的太赫兹通信与感知：全面综述”，IEEE《通信调查与教程》，第 26 卷，第 4 期，第 2326–2381 页，2024年。[8] J. M. Jornet、V. Petrov、H. Wang、Z. Popović、D. Shakya、J. V. Siles 和 T. S. Rappaport，“太赫兹频段通信与感知的应用、硬件设计和信道建模演进：准备好迎接 6G 了吗？”，Proc. IEEE，第 113 卷，第 9 期，第 920–951 页，2025年。[9] V. Petrov、J. Kokkoniemi、D. Moltchanov、J. Lehtomäki、Y. Koucheryavy 和 M. Juntti，“室内最后一米太赫兹无线接入：性能洞见与实施路线图”，IEEE《通信杂志》，第 56 卷，第 6 期，第 158–165 页，2018年6月。[10] A. Hirata 和 M. Yaita，“超高速太赫兹无线通信技术”，IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.，第 5 卷，第 6 期，第 1128–1132 页，2015年11月。[11] C. Lin 和 G. Y. Li，“太赫兹通信：子阵列阵列式解决方案”，IEEE《通信杂志》，第 54 卷，第 12 期，第 124–131 页，2016年12月。[12] H.-J. Song 和 N. Lee，“太赫兹通信：未来十年的挑战”，IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.，第 12 卷，第 2 期，第 105–117 页，2022年3月。

[13] J. M. Jornet 和 I. F. Akyildiz，“太赫兹频段电磁无线纳米网络的信道建模与容量分析”，IEEE《无线通信汇刊》，第 10 卷，第 10 期，第 3211–3221 页，2011年10月。[14] I. F. Akyildiz、C. Han 和 S. Nie，“应对毫米波与太赫兹频段的距离问题”，IEEE《通信杂志》，第 56 卷，第 6 期，第 102–108 页，2018年6月。[15] C. Han、A. O. Bicen 和 I. F. Akyildiz，“太赫兹频段无线通信的多径信道建模与宽带特性表征”，IEEE《无线通信汇刊》，第 14 卷，第 5 期，第 2402–2412 页，2015年5月。[16] S. Priebe 和 T. Kürner，“太赫兹室内无线信道的随机建模”，IEEE《无线通信汇刊》，第 12 卷，第 9 期，第 4445–4455 页，2013年9月。[17] C. Han、Y. Wang、Y. Li、Y. Chen、N. A. Abbasi、T. Kürner 和 A. F. Molisch，“太赫兹无线信道：关于测量、建模与分析的全面综述”，IEEE《通信调查与教程》，第 24 卷，第 3 期，第 1670–1707 页，2022年。[18] V. Degli-Esposti、F. Fuschini、E. M. Vitucci 和 G. Falciasecca，“建筑物散射的测量与建模”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 55 卷，第 1 期，第 143–153 页，2007年1月。[19] S. Ju 等，“太赫兹无线通信的散射机制与建模”，载于 IEEE国际通信大会论文集，2019年5月，第 1–7 页。[20] J. G. Andrews、A. K. Gupta、A. Alammouri 和 H. S. Dhillon，《基于随机几何的蜂窝网络分析导论》。施普林格，2023年。[21] J. G. Andrews、T. Bai、M. N. Kulkarni、A. Alkhateeb、A. K. Gupta 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝系统的建模与分析”，IEEE《通信汇刊》，第 65 卷，第 1 期，第 403–430 页，2017年。[22] J. G. Andrews、F. Baccelli 和 R. K. Ganti，“一种便于分析蜂窝网络覆盖与速率的方法”，IEEE《通信汇刊》，第 59 卷，第 11 期，第 3122–3134 页，2011年11月。[23] D. Moltchanov、E. Sopin、V. Begishev、A. Samuylov、Y. Koucheryavy 和 K. Samouylov，“5G/6G毫米波与太赫兹蜂窝系统数学建模教程”，IEEE《通信调查与教程》，第 24 卷，1116，2022年 2，1072 第。—。[24] V. Petrov、D. Moltchanov 和 Y. Koucheryavy，“密集太赫兹网络中的干扰与信干噪比”，载于车辆技术会议论文集。IEEE，2015年，第 1–5 页。[25] J. Kokkoniemi、J. Lehtomäki 和 M. Juntti，“太赫兹网络平均干扰功率与中断概率的随机几何分析”，IEEE《无线通信汇刊》，第 16 卷，第 5 期，第 3017–3028 页，2017年5月。[26] V. Petrov、M. Komarov、D. Moltchanov、J. M. Jornet 和 Y. Koucheryavy，“存在阻塞和定向天线时毫米波与太赫兹通信系统中的干扰与信干噪比”，IEEE《无线通信汇刊》，第 16 卷，第 3 期，第 1791–1808 页，2017年3月。[27] X.-W. Yao、C.-C. Wang、W.-L. Wang 和 C. Han，“太赫兹网络中干扰与覆盖的随机几何分析”，《纳米通信与网络》，第 13 卷，第 9–19 页，2017年。[28] D. Moltchanov、P. Kustarev 和 Y. Koucheryavy，“存在大气吸收、定向天线和阻塞时太赫兹系统干扰与信干比密度的解析近似”，《物理通信》，第 26 卷，第 21–30 页，2018年。[29] J. Sayehvand 和 H. Tabassum，“共存射频与密集太赫兹无线网络中的干扰与覆盖分析”，IEEE《无线通信快报》，第 9 卷，1742，2020 年 10，1738 第。—。[30] A. A. Raja、H. Pervaiz、S. A. Hassan、S. Garg、M. S. Hossain 和 M. J. Piran，“毫米波与太赫兹赋能的空中及地面异构网络覆盖分析”，IEEE《智能交通系统汇刊》，第 23 卷，22 491，2022年 11，22 478 第。—。[31] A. Shafie、N. Yang、S. Durrani、X. Zhou、C. Han 和 M. Juntti，“三维太赫兹通信系统的覆盖分析”，IEEE《通信领域精选期刊》，第 39 卷，第 6 期，第 1817–1832 页，2021年6月。[32] N. Kouzayha、M. A. Kishk、H. Sarieddeen、M.-S. Alouini 和 T. Y. Al-Naffouri，“共存太赫兹与射频有限无线网络：覆盖与速率分析”，IEEE《无线通信汇刊》，第 22 卷，第 7 期，第 4873–4889 页，2023年7月。[33] Y. Wu、J. Kokkoniemi、C. Han 和 M. Juntti，“干扰与存在遮挡和散射时太赫兹网络的覆盖，IEEE《无线通信汇刊》，第20卷，第3期，第1472–1486页，2021年3月。[34] Z. Tang、N. Yang、S. Durrani、X. Zhou、M. Juntti和J. M. Jor-net，《多簇起伏双射线衰落信道上的三维室内太赫兹通信系统覆盖分析》，IEEE《通信汇刊》，第73卷，第11期，第12 326–12 340页，2025年11月。[35] D. Moltchanov等，《微移动和阻塞损伤下太赫兹系统的遍历中断与容量》，IEEE《无线通信汇刊》，第21卷，第5期，第3024–3039页，2022年5月。[36] K. Pandey等，《“存在遮挡和散射时太赫兹网络的覆盖”的补充材料》，2026年。[在线]。可访问：https://home.iitk.ac.in/%7Egkrabhi/subs/thz/t1.pdf[37] M. Di Renzo，《多层毫米波蜂窝网络的随机几何建模与分析》，IEEE《无线通信汇刊》，第14卷，第9期，第5038–5057页，2015年。[38] A. K. Gupta、A. Alkhateeb、J. G. Andrews和R. W. Heath，《受限二级许可在毫米波蜂窝系统中的增益》，IEEE《通信领域精选期刊》，第34卷，第11期，第2935–2950页，2016年11月。[39] S. K. Gupta、V. Malik、A. K. Gupta和J. G. Andrews，《阻塞相关性对毫米波蜂窝网络性能的影响》，IEEE《通信汇刊》，第70卷，4939，2022年7月，第4925页–。[40]S. Singh、X. Zhang和J. G. Andrews，《异构网络中解耦上行-下行偏置小区关联的联合速率和SINR覆盖分析》，IEEE《无线通信汇刊》，第14卷，第10期，第5360–73页，2015年。[41] M.-S. Alouini和A. J. Goldsmith，《蜂窝移动无线电系统的区域频谱效率》，IEEE《车辆技术汇刊》，第48卷，第4期，第1047–1066页，1999年7月。[42] J. Gil-Pelaez，《关于反演定理的注记》，《生物统计学》，第38卷，第3–4期，第481–482页，1951年。